

PATENT
2936-0193P

IN THE U.S. PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicant: KITANO, Saburou Conf.:
Appl. No.: NEW Group:
Filed: August 28, 2002 Examiner:
For: SWITCHING POWER SUPPLY APPARATUS

L E T T E R

Commissioner for Patents
P.O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

August 28, 2003

Sir:

Under the provisions of 35 U.S.C. § 119 and 37 C.F.R. § 1.55(a), the applicant(s) hereby claim(s) the right of priority based on the following application(s):

<u>Country</u>	<u>Application No.</u>	<u>Filed</u>
JAPAN	2002-249260	August 28, 2002

A certified copy of the above-noted application(s) is(are) attached hereto.

If necessary, the Commissioner is hereby authorized in this, concurrent, and future replies, to charge payment or credit any overpayment to Deposit Account No. 02-2448 for any additional fee required under 37 C.F.R. §§ 1.16 or 1.17; particularly, extension of time fees.

Respectfully submitted,

BIRCH, STEWART, KOLASCH & BIRCH, LLP

By 
Charles Gorenstein, #29,271

CG/tmr
2936-0193P

P.O. Box 747
Falls Church, VA 22040-0747
(703) 205-8000

Attachment(s)

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

KITANO
August 28, 2003
B&KB LLP
2936-0193
703-203-8500
1 OF 1

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出 願 年 月 日
Date of Application:

2002年 8月28日

出 願 番 号
Application Number:

特願2002-249260

[ST.10/C]:

[JP2002-249260]

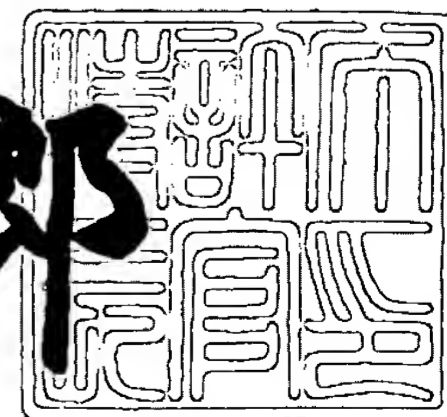
出 願 人
Applicant(s):

シャープ株式会社

2003年 3月28日

特 許 庁 長 官
Commissioner,
Japan Patent Office

太田信一郎



出証番号 出証特2003-3021350

【書類名】 特許願

【整理番号】 02J01698

【提出日】 平成14年 8月28日

【あて先】 特許庁長官 殿

【国際特許分類】 H02M 3/28

【発明の名称】 スイッチング電源装置

【請求項の数】 28

【発明者】

 【住所又は居所】 大阪府大阪市阿倍野区長池町 2 2 番 2 2 号 シャープ株式会社内

 【氏名】 北野 三郎

【特許出願人】

 【識別番号】 000005049

 【氏名又は名称】 シャープ株式会社

【代理人】

 【識別番号】 100085501

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 佐野 静夫

【選任した代理人】

 【識別番号】 100111811

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 山田 茂樹

【選任した代理人】

 【識別番号】 100121256

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 小寺 淳一

【手数料の表示】

 【予納台帳番号】 024969

 【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 0208726

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 スイッチング電源装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 直流電源に接続される正極性電源供給ラインと負極性電源供給ラインとの間に、トランスの一次巻線と主スイッチング素子とを含む直列回路を接続し、前記主スイッチング素子のスイッチング動作により前記トランスの二次巻線に誘起された高周波電圧を、検波整流手段により検波整流し、該検波整流して得た直流電圧を出力するスイッチング電源装置において、前記直流電圧と予め定めた基準電圧との比較結果をフィードバック信号とし、前記主スイッチング素子を駆動させる主スイッチング素子駆動系への動作電源の供給と停止を、前記フィードバック信号の信号レベルに応じて切り換え、前記主スイッチング素子を駆動させることを特徴とするスイッチング電源装置。

【請求項 2】 直流電源に接続される正極性電源供給ラインと負極性電源供給ラインとの間に、トランスの一次巻線と主スイッチング素子とを含む直列回路を接続し、前記主スイッチング素子のスイッチング動作により前記トランスの二次巻線に誘起された高周波電圧を、検波整流手段により検波整流し、該検波整流して得た直流電圧を出力するスイッチング電源装置において、前記検波整流して得た直流電圧と予め定めた基準電圧とを比較し、該比較結果をフィードバック信号として送出する出力電圧検出手段と、該出力電圧検出手段から送出されたフィードバック信号に基づいて前記主スイッチング素子を駆動制御するスイッチング制御手段とを備え、更に、前記フィードバック信号の信号レベルを判定し、該判定された信号レベルに応じて前記スイッチング制御手段の動作と非動作を制御するための動作制御信号を送出する信号レベル判定手段と、前記スイッチング制御手段の動作電源供給ライン上に設けられ、前記信号レベル判定手段からの動作制御信号により前記スイッチング制御手段の動作と非動作を切り換える動作・非動作切換手段とを備え、動作と非動作が切り換えられる前記スイッチング制御手段からの駆動信号により、前記主スイッチング素子を駆動させ、所望する電圧を出力することを特徴とするスイッチング電源装置。

【請求項 3】 前記出力電圧検出手段からのフィードバック信号はフォトカプ

ラのフォトダイオードを介して前記スイッチング制御手段に伝送され、前記信号レベル判定手段は前記フォトカプラのフォトトランジスタに流れる電流レベルと基準電流レベルとを比較することにより前記フィードバック信号の信号レベルを判定することを特徴とする請求項 2 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 4】 前記フォトカプラのフォトトランジスタと直列に電流検出用抵抗が接続され、前記信号レベル判定手段は、前記電流検出用抵抗による電圧降下と電流レベル判定基準電源の電圧との比較信号である動作制御信号を前記スイッチング制御手段に与えることにより、前記スイッチング制御手段の動作と非動作を制御することを特徴とする請求項 3 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 5】 前記スイッチング制御手段の動作電源は、前記正極性電源供給ラインから起動用抵抗を介して供給される起動電流供給ラインまたは前記トランスの補助巻線の誘起電圧を複数のダイオードの直列回路により整流して供給する定常動作電流供給ラインより供給され、前記信号レベル判定手段の動作電源は前記複数のダイオード間の接続点から抽出される副制御電源から供給することを特徴とする請求項 2 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 6】 前記信号レベル判定手段および前記フォトカプラのフォトトランジスタの動作電源は、前記トランスの補助巻線の誘起電圧を複数のダイオードの直列回路により整流して供給する定常動作電流供給ライン上の前記複数のダイオード間の接続点から抽出される副制御電源から供給することを特徴とする請求項 3 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 7】 前記スイッチング制御手段は、前記出力電圧検出手段からのフィードバック信号の電圧レベルに応じてパルス幅変調されたパルス信号を前記主スイッチング素子への駆動信号として出力する PWM 制御回路で実現することを特徴とする請求項 2 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 8】 前記 PWM 制御回路としては、少なくとも、前記フィードバック信号に関連する電圧を入力する FB 端子と、内部回路を動作可能または動作不可能にするための電圧を入力する CS 端子とを有する集積回路チップで実現された PWM 制御 IC を用いることを特徴とする請求項 7 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 9】 前記スイッチング制御手段として前記 P W M 制御 I C を用いた場合、前記 P W M 制御 I C の起動を補正する起動補正手段を追加し、前記 P W M 制御 I C の F B 端子と前記負極性電源供給ライン間に第 1 の抵抗が接続され、前記信号レベル判定手段は、前記フィードバック信号の信号レベルの判定結果に応じて前記動作・非動作切換手段としての C S 端子制御手段および前記 F B 端子に動作制御信号および反転フィードバック信号をそれぞれ供給し、前記 C S 端子制御手段は、前記動作制御信号に従って前記 P W M 制御 I C の C S 端子と前記負極性電源供給ライン間を断続し、前記起動補正手段は、前記副制御電源の電圧レベルに応じて前記 F B 端子と前記負極性電源供給ライン間を第 2 の抵抗を介して断続することを特徴とする請求項 2 ～ 8 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 1 0】 前記信号レベル判定手段は、エミッタが相互に接続され比較器を構成する一対のトランジスタを備え、一方のトランジスタのベースが前記電流検出用抵抗と前記フォトトランジスタとの接続点に、他方のトランジスタのベースが前記電流レベル判定基準電源に接続され、また、一方のトランジスタのコレクタが前記 P W M 制御 I C の F B 端子に、他方のトランジスタのコレクタが前記 C S 端子制御手段に接続されたことを特徴とする請求項 2 ～ 9 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 1 1】 前記 C S 端子制御手段は、コレクタが前記 P W M 制御 I C の C S 端子に、エミッタが前記負極性電源供給ラインに、ベースが前記信号レベル判定手段内の他方のトランジスタのコレクタにそれぞれ接続された N P N 形トランジスタを備えたことを特徴とする請求項 9 ～ 1 0 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 1 2】 前記起動補正手段は、前記副制御電源のラインと前記負極性電源供給ライン間に接続されたツェナーダイオードと複数の抵抗とによる直列回路と、ベースが前記抵抗間の接続点に、コレクタが第 2 の抵抗を介して前記 P W M 制御 I C の F B 端子に、エミッタが前記負極性電源供給ラインにそれぞれ接続された N P N 形トランジスタとを備えたことを特徴とする請求項 9 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 1 3】 前記信号レベル判定手段は、基準電圧作成用分割抵抗のうち

低電位側の抵抗が2分割され、この2分割された抵抗間の接続点がダイオードを介して前記PWM制御ICのCS端子に接続されたことを特徴とする請求項9に記載のスイッチング電源装置。

【請求項14】 前記PWM制御ICのCS端子と前記負極性電源供給ライン間に接続されたコンデンサと、前記CS端子との間にダイオードが接続されたことを特徴とする請求項9に記載のスイッチング電源装置。

【請求項15】 前記スイッチング制御手段として前記PWM制御ICを用いた場合、前記PWM制御ICのFB端子と前記負極性電源供給ライン間に接続され前記フィードバック信号の信号レベルに応じて前記FB端子から出力する電流を調整する電流調整手段と、前記信号レベル判定手段の出力信号により前記PWM制御ICのCS端子と前記負極性電源供給ライン間を断続する前記動作・非動作切換手段としてのCS端子制御手段とを備えたことを特徴とする請求項2～8に記載のスイッチング電源装置。

【請求項16】 前記電流調整手段は、コレクタが前記PWM制御ICのFB端子に、エミッタが抵抗を介して前記負極性電源供給ラインに、ベースが前記フィードバック信号のラインにそれぞれ接続されたNPN形トランジスタを備えたことを特徴とする請求項15に記載のスイッチング電源装置。

【請求項17】 直流電源に接続される正極性電源供給ラインと負極性電源供給ラインとの間に、トランスの一次巻線と主スイッチング素子とを含む直列回路を接続し、前記主スイッチング素子のスイッチング動作により前記トランスの二次巻線に誘起された高周波電圧を検波整流し、該検波整流して得た直流電圧と予め設定された基準電圧との比較結果をフィードバック信号とし、該フィードバック信号に従って前記主スイッチング素子を制御し、所望する直流電圧を出力するように構成されたスイッチング電源装置において、予め作成された発振信号の信号レベルと前記フィードバック信号の信号レベルとを比較し、該比較結果により前記主スイッチング素子への駆動信号のオンデューティを決定し、且つバーストスイッチングと連続スイッチングとの動作を切り換え、バーストスイッチング制御における前記主スイッチング素子のスイッチング動作休止期間中は、主スイッチング素子を駆動させるための動作電源の供給を停止することを特徴とするスイ

ッティング電源装置。

【請求項 1 8】 前記バーストスイッチング時の動作は、前記主スイッチング素子を駆動させるスイッチング制御手段の動作電源を断続することにより行うことを特徴とする請求項 1 7 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 1 9】 前記スイッチング制御手段として前記 P W M 制御 I C を用いた場合、前記 P W M 制御 I C の F B 端子と内部電源供給ラインに接続された内部電源端子との間にコンデンサを接続したことを特徴とする請求項 1 7 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 2 0】 前記スイッチング制御手段として前記 P W M 制御 I C を用いた場合、前記 P W M 制御 I C の F B 端子と内部電源供給ラインに接続された内部電源端子との間にコンデンサと抵抗より成る直列回路を接続したことを特徴とする請求項 1 7 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 2 1】 前記電流調整手段は、コレクタが前記 P W M 制御 I C の F B 端子に、エミッタが抵抗を介して前記負極性電源供給ラインに、ベースが前記フィードバック信号のラインにそれぞれ接続された N P N 形トランジスタを備え、該 N P N 形トランジスタのベースと前記負極性電源供給ライン間に接続される抵抗に直列に、コレクタとベースが相互に接続された N P N トランジスタを接続したことを特徴とする請求項 1 5 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 2 2】 前記スイッチング制御手段として前記 P W M 制御 I C を用いた場合、前記 P W M 制御 I C の起動を補正する起動補正手段と、前記信号レベル判定手段への動作電源の供給を断続する起動スイッチ手段とを追加し、前記 P W M 制御 I C の F B 端子と前記負極性電源供給ライン間に第 1 の抵抗が接続され、前記信号レベル判定手段は、前記フィードバック信号の信号レベルの判定結果に応じて前記動作・非動作切換手段としての C S 端子制御手段および前記 F B 端子に動作制御信号および反転フィードバック信号をそれぞれ供給し、前記 C S 端子制御手段は、前記動作制御信号に従って前記 P W M 制御 I C の C S 端子と前記負極性電源供給ライン間を断続し、前記起動補正手段は、前記フィードバック信号の有無を検知し、有の場合、前記 P W M 制御 I C の F B 端子と前記負極性電源供給ライン間を第 2 の抵抗を介して接続し、無の場合、前記第 2 の抵抗を遮断し、

起動スイッチ手段は、前記フィードバック信号の有無を検知し、有の場合、前記信号レベル判定手段に動作電源を供給し、無の場合、前記信号レベル判定手段への動作電源の供給を遮断することを特徴とする請求項 2 ～ 8 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 2 3】 前記起動スイッチ手段は、コレクタが前記フィードバック信号ラインに接続された電流検出用抵抗と前記信号レベル判定手段の内部基準電圧ラインとの接続点に、ベースが前記フォトトランジスタに、エミッタが前記負極性電源供給ラインにそれぞれ接続された N P N 形トランジスタを備えたことを特徴とする請求項 2 2 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 2 4】 前記起動補正手段は、コレクタが第 2 の抵抗を介して前記 P W M 制御 I C の F B 端子に、ベースが抵抗を介して前記フォトトランジスタに、エミッタが前記負極性電源供給ラインにそれぞれ接続された N P N 形トランジスタを備えたことを特徴とする請求項 2 2 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 2 5】 前記スイッチング制御手段として前記 P W M 制御 I C を用いた場合、前記 P W M 制御 I C の起動を補正する起動補正手段を追加し、前記 P W M 制御 I C の F B 端子と前記負極性電源供給ライン間に第 1 の抵抗が接続され、前記信号レベル判定手段は、前記フィードバック信号の信号レベルの判定結果に応じて前記動作・非動作切換手段としての C S 端子制御手段および前記 F B 端子に動作制御信号および反転フィードバック信号をそれぞれ供給し、前記 C S 端子制御手段は、前記動作制御信号に従って前記 P W M 制御 I C の C S 端子と前記負極性電源供給ライン間を断続し、前記起動補正手段は、前記フィードバック信号の有無を検知し、有の場合、前記 P W M 制御 I C の F B 端子と前記負極性電源供給ライン間をダイオードおよび第 2 の抵抗をも介して接続すると共に前記信号レベル判定手段に動作電源を供給し、無の場合、前記ダイオードおよび前記第 2 の抵抗を遮断すると共に前記信号レベル判定手段への動作電源の供給を遮断することを特徴とする請求項 2 ～ 8 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 2 6】 前記起動補正手段は、コレクタが前記ダイオードおよび前記第 2 の抵抗を介して前記 P W M 制御 I C の F B 端子に、ベースが抵抗を介して前記フォトトランジスタに、エミッタが前記負極性電源供給ラインにそれぞれ接続

されたNPN形トランジスタを備えたことを特徴とする請求項25に記載のスイッチング電源装置。

【請求項27】 前記信号レベル判定手段の基準電圧作成用分割抵抗のうち低電位側の抵抗が2分割され、この2分割された抵抗間の接続点がダイオードを介して前記CS端子制御手段に接続され、前記CS端子制御手段と前記PWM制御ICのCS端子間は別のダイオードを介して接続されたことを特徴とする請求項25に記載のスイッチング電源装置。

【請求項28】 前記スイッチング制御手段として前記PWM制御ICを用いた場合、前記信号レベル判定手段への動作電源の供給を断続する起動スイッチ手段と、前記PWM制御ICのFB端子と前記負極性電源供給ライン間に接続され前記フィードバック信号の信号レベルに応じて前記FB端子から出力する電流を調整する電流調整手段とを追加し、前記信号レベル判定手段は前記フィードバック信号の信号レベルの判定結果に応じて前記動作・非動作切換手段としてのCS端子制御手段に動作制御信号を供給し、前記CS端子制御手段は前記動作制御信号に従って前記PWM制御ICのCS端子と前記負極性電源供給ライン間を断続し、前記起動スイッチ手段は、前記フィードバック信号の有無を検知し、有の場合、前記信号レベル判定手段に動作電源を供給し、無の場合、前記信号レベル判定手段への動作電源の供給を遮断することを特徴とする請求項2～8に記載のスイッチング電源装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、電子機器の直流電源として用いられるスイッチング電源装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

この種の従来のスイッチング電源装置として、例えば特開平10-304658号公報に記載されたものが知られている。この公報に記載された従来のスイッチング電源装置は、トランスの一次巻線に印加された直流電流をオンオフする主

スイッチと、前記トランスの二次巻線に誘起されたオンオフ信号を整流平滑化して主出力電圧として供給する二次側整流平滑回路と、前記トランスのバイアス巻線に誘起されたオンオフ信号を整流平滑化して補助電源電圧として供給する補助電源部と、この補助電源部で出力された補助電源電圧と基準電圧との誤差電圧信号を生成する誤差増幅器と、この誤差増幅器から送出される誤差電圧信号を小さくする方向に前記主スイッチにオンオフ制御信号を送出する比較器とを備え、更に、前記主出力電圧が上限電圧よりも上昇したときは前記主スイッチのオンオフ動作を一時抑止し、前記主出力電圧が下限電圧よりも下降したときは前記主スイッチのオンオフ動作を再開させる軽負荷開閉制御部を備えて構成されている。

【 0 0 0 3 】

【発明が解決しようとする課題】

この従来のスイッチング電源装置においては、前記二次側整流平滑回路から出力された主出力電圧が上限電圧よりも上昇したときは前記主スイッチのオンオフ動作を一時抑止し、前記主出力電圧が下限電圧よりも下降したときは前記主スイッチのオンオフ動作を再開させる制御を行っている。

【 0 0 0 4 】

しかしながら、前記主出力電圧が上限電圧よりも上昇したときは前記主スイッチのオンオフ動作が一時抑止するが、前記主スイッチを駆動制御する制御回路内の各回路および各制御素子には常時動作電源が供給されたままであるので、余分な電力損失が発生する。即ち、前記二次側整流平滑回路から出力された主出力電圧が上限電圧よりも上昇したときは、前記主スイッチのオンオフ動作を一時抑止し、前記主出力電圧が下限電圧よりも下降したときは、前記主スイッチのオンオフ動作を再開させると言う、いわゆるバーストスイッチング制御において、スイッチング動作の休止期間中でも前記制御回路内の全ての回路および制御素子に動作電源が供給されたままであり、これにより余分な電源電流が消費し、電力損失が生じることになる。

【 0 0 0 5 】

また、特開 2 0 0 1 - 3 4 6 3 7 8 号公報に記載された従来のスイッチング電源装置、特開 2 0 0 2 - 5 8 2 3 8 号公報に記載された従来のスイッチング電源

装置も、上記従来のスイッチング電源装置と同様、バーストスイッチング制御における主スイッチング素子のスイッチング動作の休止期間中でも、スイッチング信号制御回路内の全ての回路および制御素子に動作電源が供給されたままであり、これにより余分な電源電流が消費し、電力損失が生じることになる。

【 0 0 0 6 】

なお、特開 2 0 0 1 - 8 6 7 4 5 号公報に記載された従来のスイッチング電源装置は、待機状態における消費電力の削減を図るため、主スイッチング素子のスイッチング動作を停止させるようにしているものであり、バーストスイッチング制御における主スイッチング素子のスイッチング動作の休止期間中での電力損失を低減するものではない。

【 0 0 0 7 】

本発明は上記のような課題を解決するためになされたもので、バーストスイッチング制御における主スイッチング素子のスイッチング動作の休止期間中での電力損失を低減し、装置全体の消費電力の削減を図れるスイッチング電源装置を提供することを目的とする。

【 0 0 0 8 】

【課題を解決するための手段】

斯かる課題を解決するべく本発明は、直流電源に接続される正極性電源供給ラインと負極性電源供給ラインとの間に、トランスの一次巻線と主スイッチング素子とを含む直列回路を接続し、前記主スイッチング素子のスイッチング動作により前記トランスの二次巻線に誘起された高周波電圧を、検波整流手段により検波整流し、該検波整流して得た直流電圧を出力するもので、前記直流電圧と予め定めた基準電圧との比較結果をフィードバック信号とし、前記主スイッチング素子を駆動させる主スイッチング素子駆動系への動作電源の供給と停止を、前記フィードバック信号の信号レベルに応じて切り換え、前記主スイッチング素子を駆動させるスイッチング電源装置を提供する。

【 0 0 0 9 】

この発明のスイッチング電源装置において、例えば、重負荷動作時は出力電圧が下降するが、これを補正するためローレベルのフィードバック信号が発生し、

これにより、前記主スイッチング素子駆動系への動作電源はそのまま供給され続けられ、前記主スイッチング素子のスイッチング動作は続けられるが、軽負荷動作時に出力電圧が所定値よりも高くなると、ハイレベルのフィードバック信号が発生し、これにより、前記主スイッチング素子駆動系への動作電源の供給が停止し、これに伴って前記主スイッチング素子のスイッチング動作が停止し、この結果、前記出力電圧が所定値に戻る。

【 0 0 1 0 】

即ち、この発明のスイッチング電源装置によれば、バーストスイッチング制御における主スイッチング素子のスイッチング動作休止期間中は、前記主スイッチング素子駆動系への動作電源の供給も停止するので、スイッチング動作休止期間中での電力損失を低減し、装置全体の消費電力の削減を図ることができる。

【 0 0 1 1 】

また、本発明は、直流電源に接続される正極性電源供給ラインと負極性電源供給ラインとの間に、トランスの一次巻線と主スイッチング素子とを含む直列回路を接続し、前記主スイッチング素子のスイッチング動作により前記トランスの二次巻線に誘起された高周波電圧を、検波整流手段により検波整流し、該検波整流して得た直流電圧を出力するように構成され、前記検波整流して得た直流電圧と予め定めた基準電圧とを比較し、該比較結果をフィードバック信号として送出する出力電圧検出手段と、該出力電圧検出手段から送出されたフィードバック信号に基づいて前記主スイッチング素子を駆動制御するスイッチング制御手段とを備え、更に、前記フィードバック信号の信号レベルを判定し、該判定された信号レベルに応じて前記スイッチング制御手段の動作と非動作を制御するための動作制御信号を送出する信号レベル判定手段と、前記スイッチング制御手段の動作電源供給ライン上に設けられ、前記信号レベル判定手段からの動作制御信号により前記スイッチング制御手段の動作と非動作を切り換える動作・非動作切換手段とを備えたスイッチング電源装置を提供する。

【 0 0 1 2 】

この発明のスイッチング電源装置において、軽負荷動作中は出力電圧が上昇する傾向があり、その出力電圧が所定値よりも高く、前記出力電圧検出手段より出

力されたフィードバック信号の信号レベルが例えば高い時、前記信号レベル判定手段は非動作を示す動作制御信号を前記動作・非動作切換手段に与え、これにより、前記動作・非動作切換手段は前記スイッチング制御手段への動作電源を停止させる。

【 0 0 1 3 】

この結果、前記主スイッチング素子のスイッチング動作は停止し、これに伴い出力電圧が漸次降下していき、前記出力電圧検出手段からのフィードバック信号の信号レベルが、例えば低くなると、前記信号レベル判定手段は動作を示す動作制御信号を前記動作・非動作切換手段に与え、これにより、前記動作・非動作切換手段は前記スイッチング制御手段に動作電源を供給する。

【 0 0 1 4 】

この結果、前記主スイッチング素子のスイッチング動作が再開し、これに伴い出力電圧が漸次上昇していき、再び前記フィードバック信号の信号レベルが高くなると、前記信号レベル判定手段は非動作を示す動作制御信号を前記動作・非動作切換手段に与え、これにより、前記動作・非動作切換手段は前記スイッチング制御手段への動作電源を停止させる。この結果、前記主スイッチング素子のスイッチング動作は停止し、これに伴い出力電圧が漸次降下していく。このような動作の繰り返しにより、出力電圧を所定値に保つことができる。

【 0 0 1 5 】

なお、本スイッチング電源装置において、重負荷動作中は出力電圧が降下する傾向があり、その出力電圧が所定値よりも低く、前記出力電圧検出手段より出力されたフィードバック信号の信号レベルが例えば低い時、前記信号レベル判定手段は動作を示す動作制御信号を前記動作・非動作切換手段に与え、これにより、前記動作・非動作切換手段は、前記スイッチング制御手段に動作電源を供給し続け、連続的なスイッチング動作を行う。

【 0 0 1 6 】

この発明のスイッチング電源装置によれば、前記信号レベル判定手段は、前記スイッチング制御手段の動作電源供給ライン上に設けられた前記動作・非動作切換手段のオン／オフの繰り返しを行うことにより、バーストスイッチング制御が

可能となり、バーストスイッチング制御における主スイッチング素子のスイッチング動作休止期間中は、前記スイッチング制御手段への動作電源の供給も停止するので、スイッチング動作休止期間中での電力損失を低減し、装置全体の消費電力の削減を図ることができる。

【 0 0 1 7 】

好ましくは、前記出力電圧検出手段からのフィードバック信号は、フォトカプラのフォトダイオードを介して前記スイッチング制御手段に伝送され、前記信号レベル判定手段は、前記フォトカプラのフォトリランジスタに流れる電流レベルと基準電流レベルとを比較することにより前記フィードバック信号の信号レベルを判定するようにする。

【 0 0 1 8 】

この構成によれば、前記フォトリランジスタの電流値と基準電流値との比較結果により、バーストスイッチング動作の制御が行われる。前記フィードバック信号の信号レベル（フォトリランジスタの電流値）が、スイッチング電源装置の負荷電流値を代表していることから、連続スイッチング動作とバーストスイッチング動作間の切り換わり時の負荷電流値を正確に設定できる。

【 0 0 1 9 】

また、バーストスイッチング動作状態において、出力電圧が変動するが、前記フィードバック信号の信号レベルが、出力電圧値を代表していることから、出力電圧の上限値と下限値を正確に設定できる。

【 0 0 2 0 】

好ましくは、前記フォトカプラのフォトリランジスタと直列に電流検出用抵抗が接続され、前記信号レベル判定手段は、前記電流検出用抵抗による電圧降下と電流レベル判定基準電源の電圧との比較信号である動作制御信号を前記スイッチング制御手段に与えることにより、前記スイッチング制御手段の動作と非動作を制御するようにする。

【 0 0 2 1 】

この構成によれば、前記信号レベル判定手段は、前記電流検出用抵抗による電圧降下により前記フィードバック信号の信号レベルを検出し、この信号レベルと

前記電流レベル判定基準電源の電圧とを比較し、この比較結果に応じて前記スイッチング制御手段への動作電源のオン／オフをさせるための制御を可能にする。

【 0 0 2 2 】

好ましくは、前記スイッチング制御手段の動作電源は、前記正極性電源供給ラインから起動用抵抗を介して供給される起動電流供給ラインまたは前記トランスの補助巻線の誘起電圧を複数のダイオードの直列回路により整流して供給する定常動作電流供給ラインより供給され、前記信号レベル判定手段の動作電源は、前記複数のダイオード間の接続点から抽出される副制御電源から供給するようにする。

【 0 0 2 3 】

この構成によれば、スイッチング電源装置の立ち上げ開始時、前記起動電流供給ラインへの電流が前記定常動作電流供給ラインに流れるのを前記ダイオードにより阻止することができる。これにより、立ち上げに要する時間を短縮でき、ひいては、前記起動用抵抗の抵抗値を大きくできることにより、消費電力の削減に貢献できる。

【 0 0 2 4 】

言い換えると、スイッチング電源装置の立ち上げ開始時において、バーストスイッチング動作を行うスイッチング制御手段への動作電源の供給を阻止するためバーストスイッチング制御機能の無いスイッチング電源装置と比較して、本発明のスイッチング電源装置は、遜色の無い立ち上げ時間を実現できると共に、起動用抵抗による消費電力の損失を削減できる。

【 0 0 2 5 】

好ましくは、前記信号レベル判定手段および前記フォトカプラのフォトランジスタの動作電源は、前記トランスの補助巻線の誘起電圧を複数のダイオードの直列回路により整流して供給する定常動作電流供給ライン上の前記複数のダイオード間の接続点から抽出される副制御電源から供給するようにする。

【 0 0 2 6 】

この構成によれば、スイッチング電源装置の立ち上げ開始時、起動電流は、前記ダイオードにより前記副制御電源には流れないので、立ち上げ時間が短縮され

る。また、定常動作に入ると、前記トランスの補助巻線の誘起電圧を整流した直流電圧が前記副制御電源から前記信号レベル判定手段および前記フォトカプラのフォトランジスタに動作電源として供給されるので、安定した動作を行うことができる。

【 0 0 2 7 】

好ましくは、前記スイッチング制御手段は、前記出力電圧検出手段からのフィードバック信号の電圧レベルに応じてパルス幅変調されたパルス信号を前記主スイッチング素子への駆動信号として出力する P W M 制御回路で実現する。

【 0 0 2 8 】

この構成によれば、前記フィードバック信号の電圧レベルに応じた精度の高い駆動信号により前記主スイッチング素子が駆動され、スイッチング電源装置の出力電圧の安定性が高くなる。

【 0 0 2 9 】

好ましくは、前記 P W M 制御回路としては、少なくとも、前記フィードバック信号に関連する電圧を入力する F B 端子と、内部回路を動作可能または動作不可能にするための電圧を入力する C S 端子とを有する集積回路チップで実現された P W M 制御 I C（例えば富士電機製の品番 F A 5 5 1 1 の I C）を用いる。

【 0 0 3 0 】

この構成によれば、前記主スイッチング素子を駆動させる回路のスペースは小さくなり、また、出力電圧の安定精度も高く、装置の小型化を図れる。

【 0 0 3 1 】

好ましくは、前記スイッチング制御手段として前記 P W M 制御 I C を用いた場合、前記 P W M 制御 I C の起動を補正する起動補正手段を追加し、前記 P W M 制御 I C の F B 端子と前記負極性電源供給ライン間に第 1 の抵抗が接続され、前記信号レベル判定手段は、前記フィードバック信号の信号レベルの判定結果に応じて前記動作・非動作切換手段としての C S 端子制御手段および前記 F B 端子に動作制御信号および反転フィードバック信号をそれぞれ供給し、前記 C S 端子制御手段は、前記動作制御信号に従って前記 P W M 制御 I C の C S 端子と前記負極性電源供給ライン間を断続し、前記起動補正手段は、前記副制御電源の電圧レベル

に応じて前記 F B 端子と前記負極性電源供給ライン間を第 2 の抵抗を介して断続するようにする。

【 0 0 3 2 】

この構成によれば、スイッチング電源装置の立ち上げ時、前記副制御電源の電圧が上昇し、且つ前記フォトトランジスタに電流が流れ始める直前に、前記起動補正手段の動作により、前記第 1 の抵抗に前記第 2 の抵抗が並列接続され、前記 F B 端子と前記負極性電源供給ライン間の抵抗値が下げられ、これにより、前記 F B 端子の電位が下がり、本スイッチング電源装置の立ち上げ開始状態において、F B 端子の電圧を最適レベルに設定し確実に出力電圧がたちあがることを保証するとともに、定常動作状態における本スイッチング電源装置の出力電圧安定化動作を確実に行わさせる。

【 0 0 3 3 】

好ましくは、前記信号レベル判定手段は、エミッタが相互に接続され比較器を構成する一対のトランジスタを備え、一方のトランジスタのベースが前記電流検出用抵抗と前記フォトトランジスタとの接続点に、他方のトランジスタのベースが前記電流レベル判定基準電源に接続され、また、一方のトランジスタのコレクタが前記 P W M 制御 I C の F B 端子に、他方のトランジスタのコレクタが前記 C S 端子制御手段に接続された構成とする。

【 0 0 3 4 】

この構成によれば、前記フィードバックの信号レベルと前記電流レベル判定基準電源の電流レベルとを比較する比較器を簡単に実現することができる。

【 0 0 3 5 】

好ましくは、前記 C S 端子制御手段は、コレクタが前記 P W M 制御 I C の C S 端子に、エミッタが前記負極性電源供給ラインに、ベースが前記信号レベル判定手段内の他方のトランジスタのコレクタにそれぞれ接続された N P N 形トランジスタを備えている。

【 0 0 3 6 】

この構成によれば、前記 C S 端子制御手段は前記のように接続された N P N トランジスタを備えることにより、前記信号レベル判定手段からの信号レベルに応

じて前記 P W M 制御 I C を動作させたり非動作させたりすることが簡単な構成で実現することができる。

【 0 0 3 7 】

好ましくは、前記起動補正手段は前記副制御電源のラインと前記負極性電源供給ライン間に接続されたツェナーダイオードと複数の抵抗とによる直列回路と、ベースが前記抵抗間の接続点に、コレクタが前記第 2 の抵抗を介して前記 P W M 制御 I C の F B 端子に、エミッタが前記負極性電源供給ラインにそれぞれ接続された N P N 形トランジスタとを備えている。

【 0 0 3 8 】

この構成によれば、前記起動補正手段は前記直列回路と前記 N P N 形トランジスタを備えることにより、本スイッチング電源装置の定常動作における出力電圧安定化動作の確実性を簡単な構成で実現することができる。

【 0 0 3 9 】

好ましくは、前記信号レベル判定手段は、基準電圧作成用分割抵抗のうち低電位側の抵抗が 2 分割され、この 2 分割された抵抗間の接続点がダイオードを介して前記 P W M 制御 I C の C S 端子に接続された構成とする。

【 0 0 4 0 】

この構成によれば、前記基準電圧作成用分割抵抗の各抵抗の抵抗値を変えることにより、バーストスイッチング動作状態における出力電圧の変動幅およびバーストスイッチング周期を正確に且つ自在に設定でき、特に出力電圧の変動幅を用途により許容できる範囲内で大きくすることにより、バーストスイッチング状態における消費電力の損失を少なくすることができる。

【 0 0 4 1 】

好ましくは、前記 P W M 制御 I C の C S 端子と前記負極性電源供給ライン間に接続されたコンデンサと、前記 C S 端子との間にダイオードが接続された構成とする。

【 0 0 4 2 】

この構成によれば、バーストスイッチング動作状態において、前記ダイオードにより前記 C S 端子の電圧レベルの変化を速くし、スイッチング動作とスイッチ

ング動作休止の切換速度を速めることができ、また、バーストスイッチング動作時における出力電圧の変動幅を小さくし、且つ出力電圧の上限値および下限値の精度を高めることができる。また、バーストスイッチング動作中に負荷電流が急峻に増加した場合に、連続スイッチング動作に移行する遷移時間を短縮することができ、出力電圧の降下を防止することができる。

【 0 0 4 3 】

好ましくは、前記スイッチング制御手段として前記 P W M 制御 I C を用いた場合、前記 P W M 制御 I C の F B 端子と前記負極性電源供給ライン間に接続され前記フィードバック信号の信号レベルに応じて前記 F B 端子から出力する電流を調整する電流調整手段と、前記信号レベル判定手段の出力信号により前記 P W M 制御 I C の C S 端子と前記負極性電源供給ライン間を断続する前記動作・非動作切換手段としての C S 端子制御手段とを備えた構成とする。

【 0 0 4 4 】

この構成によれば、スイッチング電源装置の立ち上げ時、前記電流調整手段の動作により、前記 P W M 制御 I C の F B 端子の電圧が高い値に調整され、これにより、前記 P W M 制御 I C は、前記主スイッチング素子を大きいオンデューティにてスイッチング動作させ、立ち上げ時間を短縮する。また、前記 C S 端子制御手段は、前記信号レベル判定手段の出力信号により前記 P W M 制御 I C の C S 端子と前記負極性電源供給ライン間を断続することにより、前記 P W M 制御 I C の動作をオフしたりオンしたりすることが可能になる。

【 0 0 4 5 】

好ましくは、前記電流調整手段は、コレクタが前記 P W M 制御 I C の F B 端子に、エミッタが抵抗を介して前記負極性電源供給ラインに、ベースが前記フィードバック信号のラインにそれぞれ接続された N P N 形トランジスタを備えた構成とする。

【 0 0 4 6 】

この構成によれば、前記電流調整手段の構成は前記起動補正手段の構成よりも簡単化し、前記起動補正手段と同様な効果が得られる。即ち、スイッチング電源装置の立ち上げ時の時間短縮を行うための処理を、より簡単な構成で実現するこ

とができる。

【 0 0 4 7 】

また、本発明は、直流電源に接続される正極性電源供給ラインと負極性電源供給ラインとの間に、トランスの一次巻線と主スイッチング素子とを含む直列回路を接続し、前記主スイッチング素子のスイッチング動作により前記トランスの二次巻線に誘起された高周波電圧を検波整流し、該検波整流して得た直流電圧と予め設定された基準電圧との比較結果をフィードバック信号とし、該フィードバック信号に従って前記主スイッチング素子を制御し、所望する直流電圧を出力するように構成され、予め作成された発振信号の信号レベルと前記フィードバック信号の信号レベルとを比較し、該比較結果により前記主スイッチング素子への駆動信号のオンデューティを決定し、且つバーストスイッチングと連続スイッチングとの動作を切り換え、バーストスイッチング制御における前記主スイッチング素子のスイッチング動作休止期間中は、前記主スイッチング素子を駆動させるための動作電源の供給を停止するスイッチング電源装置を提供する。

【 0 0 4 8 】

この発明のスイッチング電源装置によれば、予め作成された発振信号の信号レベルと前記フィードバック信号の信号レベルとの比較結果により前記主スイッチング素子への駆動信号のオンデューティが決定されるので、前記主スイッチング素子を精度良くスイッチング制御することができ、また、前記比較結果によりバーストスイッチングと連続スイッチングとの動作が切り換えられるので、この切り換え動作の精度が高く、また、バーストスイッチング制御における前記主スイッチング素子のスイッチング動作休止期間中は、前記主スイッチング素子を駆動させるための動作電源の供給を停止するので、スイッチング動作休止期間中での電力損失を低減し、装置全体の消費電力の削減を図ることができる。

【 0 0 4 9 】

好ましくは、前記バーストスイッチング時の動作は、前記主スイッチング素子を駆動させるスイッチング制御手段の動作電源を断続することにより行うので、スイッチング動作休止期間中での電力損失を削減することができる。

【 0 0 5 0 】

好ましくは、前記スイッチング制御手段として前記PWM制御ICを用いた場合、前記PWM制御ICのFB端子と内部電源供給ラインに接続された内部電源端子との間にコンデンサを接続した構成とする。

【0051】

この構成によれば、出力電圧安定制御系の位相補正のため前記PWM制御ICのFB端子と前記負極性電源供給ライン間にコンデンサと抵抗より成る直列回路が接続された場合において、バーストスイッチング動作中に負荷電流が急峻に増加してもバーストスイッチング動作制御系の制御速度をできるだけ速くし、スイッチング電源装置の出力電圧が降下しないようにできるのみならず、バーストスイッチング動作状態における消費電力の損失の削減が図れる。

【0052】

好ましくは、前記スイッチング制御手段として前記PWM制御ICを用いた場合、前記PWM制御ICのFB端子と内部電源供給ラインに接続された内部電源端子との間にコンデンサと抵抗より成る直列回路を接続した構成とする。

【0053】

この構成によれば、出力電圧安定制御系の位相補正のため前記PWM制御ICのFB端子と前記負極性電源供給ライン間にコンデンサと抵抗より成る直列回路が接続された場合において、バーストスイッチング動作中に負荷電流が急峻に増加してもバーストスイッチング動作制御系の制御速度をできるだけ速くし、スイッチング電源装置の出力電圧が降下しないようにできるのみならず、バーストスイッチング動作特性に殆ど影響を与えない出力電圧安定化制御系の位相補正手段をも提供することができる。

【0054】

好ましくは、前記電流調整手段は、コレクタが前記PWM制御ICのFB端子に、エミッタが抵抗を介して前記負極性電源供給ラインに、ベースが前記フィードバック信号のラインにそれぞれ接続されたNPN形トランジスタを備え、該NPN形トランジスタのベースと前記負極性電源供給ライン間に接続される抵抗に直列に、コレクタとベースが相互に接続されたNPNトランジスタを接続した構成とする。

【 0 0 5 5 】

この構成によれば、前記電流調整手段は、温度ドリフトにより特性が変化しても、バーストスイッチング動作と連続スイッチング動作間の切り換わり電流（負荷電流）の設定値の変動を抑制でき、出力電圧の安定化に貢献できる。

【 0 0 5 6 】

好ましくは、前記スイッチング制御手段として前記 P W M 制御 I C を用いた場合、前記 P W M 制御 I C の起動を補正する起動補正手段と、前記信号レベル判定手段への動作電源の供給を断続する起動スイッチ手段とを追加し、前記 P W M 制御 I C の F B 端子と前記負極性電源供給ライン間に第 1 の抵抗が接続され、前記信号レベル判定手段は、前記フィードバック信号の信号レベルの判定結果に応じて前記動作・非動作切換手段としての C S 端子制御手段および前記 F B 端子に動作制御信号および反転フィードバック信号をそれぞれ供給し、前記 C S 端子制御手段は、前記動作制御信号に従って前記 P W M 制御 I C の C S 端子と前記負極性電源供給ライン間を断続し、前記起動補正手段は、前記フィードバック信号の有無を検知し、有の場合、前記 P W M 制御 I C の F B 端子と前記負極性電源供給ライン間を第 2 の抵抗をも介して接続し、無の場合、前記第 2 の抵抗を遮断し、起動スイッチ手段は、前記フィードバック信号の有無を検知し、有の場合、前記信号レベル判定手段に動作電源を供給し、無の場合、前記信号レベル判定手段への動作電源の供給を遮断するようにする。

【 0 0 5 7 】

この構成によれば、電源立ち上げ開始時には直ちに前記 P W M 制御 I C に電源が供給され、本スイッチング電源装置はスイッチング動作を開始する。このスイッチング動作により、本スイッチング電源装置の出力電圧が上昇して、フィードバック信号が発生すると、このフィードバック信号は前記起動補正手段および前記起動スイッチ手段により検知される。この結果、前記起動補正手段により前記第 1 の抵抗に加え前記第 2 の抵抗が並列に接続され、また、前記起動スイッチ手段により前記信号レベル判定手段に動作電流が供給される。前記信号レベル判定手段に動作電流が供給されることにより、前記信号レベル判定手段が動作を開始し、前記フィードバック信号の信号レベルが前記電流レベル判定基準電源の電圧

レベルよりローレベルである期間、前記CS端子制御手段は、前記PWM制御ICのCS端子と負極性電源供給ライン間を非接続とし、前記PWM制御ICに動作電源を供給し、スイッチング動作を継続することにより、本スイッチング電源装置の出力電圧を所定の値に上昇させる。

この後、本スイッチング電源装置の負荷が軽く、前記フィードバック信号の信号レベルが前記電流レベル判定基準電源の電圧レベルよりハイレベルであるものと判定した場合、前記CS端子制御手段は前記PWM制御ICのCS端子と負極性電源供給ライン間を接続し、前記PWM制御ICへの動作電源を遮断し、本スイッチング電源装置のスイッチング動作を停止させる。そして、出力電圧が下降することにより、フィードバック信号の信号レベルが降下し、前記電流レベル判定基準より低くなると、前記信号レベル判定手段は、動作制御信号をローレベルとし、これにより前記CS端子制御手段は、前記PWM制御ICのCS端子と負極性電源供給ライン間を非接続とし、前記PWM制御ICに動作電源を供給する繰り返しにより、バースト発振動作を行う。

又、本スイッチング電源装置の負荷が重く、前記フィードバック信号の信号レベルが前記電流レベル判定基準電源の電圧レベルの電圧レベルに到達しない場合、前記信号レベル判定手段は、動作制御信号をローレベルとし、これにより前記CS端子制御手段は、前記PWM制御ICのCS端子と負極性電源供給ライン間を非接続とし、連続的なスイッチング動作を継続する。

【0058】

特に、前記起動補正手段は、電源の立ち上げ時には前記第2の抵抗を遮断し、前記PWM制御ICのFB端子と前記負極性電源供給ライン間の抵抗値を上げ、前記FB端子の電位を高い目にして、立ち上げ動作を確実に行うことができるようにしている。また、定常動作時に入ると、前記起動補正手段は前記第1の抵抗に前記第2の抵抗を並列接続し、前記PWM制御ICのFB端子の電位を低い目にし、前記PWM制御ICによる本電源装置の出力電圧安定化制御を確実にしている。

【0059】

好ましくは、前記起動スイッチ手段は、コレクタが前記フィードバック信号ラ

インに接続された電流検出用抵抗と前記信号レベル判定手段の内部基準電圧ラインとの接続点に、ベースが前記フォトランジスタに、エミッタが前記負極性電源供給ラインにそれぞれ接続されたNPN形トランジスタを備えた構成とする。

【 0 0 6 0 】

この構成によれば、前記起動スイッチ手段は簡単な回路で実現できる。

【 0 0 6 1 】

好ましくは、前記起動補正手段は、コレクタが前記第2の抵抗を介して前記PWM制御ICのFB端子に、ベースが抵抗を介して前記フォトランジスタに、エミッタが前記負極性電源供給ラインにそれぞれ接続されたNPN形トランジスタを備えた構成とする。

【 0 0 6 2 】

この構成によれば、前記起動補正手段は簡単な回路で実現できる。

【 0 0 6 3 】

好ましくは、前記スイッチング制御手段として前記PWM制御ICを用いた場合、前記PWM制御ICの起動を補正する起動補正手段を追加し、前記PWM制御ICのFB端子と前記負極性電源供給ライン間に第1の抵抗が接続され、前記信号レベル判定手段は、前記フィードバック信号の信号レベルの判定結果に応じて前記動作・非動作切換手段としてのCS端子制御手段および前記FB端子に動作制御信号および反転フィードバック信号をそれぞれ供給し、前記CS端子制御手段は、前記動作制御信号に従って前記PWM制御ICのCS端子と前記負極性電源供給ライン間を断続し、前記起動補正手段は、前記フィードバック信号の有無を検知し、有の場合、前記PWM制御ICのFB端子と前記負極性電源供給ライン間をダイオードおよび第2の抵抗をも介して接続すると共に前記信号レベル判定手段に動作電源を供給し、無の場合、前記ダイオードおよび前記第2の抵抗を遮断すると共に前記信号レベル判定手段への動作電源の供給を遮断するようにする。

【 0 0 6 4 】

この構成によれば、電源立ち上げ開始時には直ちに前記PWM制御ICに電源が供給され、本スイッチング電源装置はスイッチング動作を開始する。このスイ

ッ칭ンク動作により、本スイッチング電源装置の出力電圧が上昇して、フィードバック信号が発生すると、このフィードバック信号は前記起動補正手段により検知される。この結果、前記起動補正手段により前記第 1 の抵抗に加え前記第 2 の抵抗が並列に接続され、前記信号レベル判定手段に動作電流が供給される。前記信号レベル判定手段に動作電流が供給されることにより、前記信号レベル判定手段が動作を開始し、前記フィードバック信号の信号レベルが前記電流レベル判定基準電源の電圧レベルよりローレベルである期間、前記 CS 端子制御手段は、前記 PWM 制御 IC の CS 端子と負極性電源供給ライン間を非接続とし、前記 PWM 制御 IC に動作電源を供給し、スイッチング動作を継続することにより、本スイッチング電源装置の出力電圧を所定の値に上昇させる。

この後、本スイッチング電源装置の負荷が軽く、前記フィードバック信号の信号レベルが前記電流レベル判定基準電源の電圧レベルよりハイレベルであるものと判定した場合、前記 CS 端子制御手段は前記 PWM 制御 IC の CS 端子と負極性電源供給ライン間を接続し、前記 PWM 制御 IC への動作電源を遮断し、本スイッチング電源装置のスイッチング動作を停止させる。そして、出力電圧が下降することにより、フィードバック信号の信号レベルが降下し、前記電流レベル判定基準より低くなると、前記信号レベル判定手段は、動作制御信号をローレベルとし、これにより前記 CS 端子制御手段は、前記 PWM 制御 IC の CS 端子と負極性電源供給ライン間を非接続とし、前記 PWM 制御 IC に動作電源を供給する繰り返しにより、バースト発振動作を行う。

又、本スイッチング電源装置の負荷が重く、前記フィードバック信号の信号レベルが前記電流レベル判定基準電源の電圧レベルの電圧レベルに到達しない場合、前記信号レベル判定手段は、動作制御信号をローレベルとし、これにより前記 CS 端子制御手段は、前記 PWM 制御 IC の CS 端子と負極性電源供給ライン間を非接続とし、連続的なスイッチング動作を継続する。

【 0 0 6 5 】

特に、前記起動補正手段は、電源の立ち上げ時には前記第 2 の抵抗を遮断し、前記 PWM 制御 IC の FB 端子と前記負極性電源供給ライン間の抵抗値を上げ、前記 FB 端子の電位を高い目にして、立ち上げ動作を確実に行うことができるよう

にしている。また、定常動作時に入ると、前記起動補正手段は前記第 1 の抵抗に前記第 2 の抵抗を並列接続し、前記 P W M 制御 I C の F B 端子の電位を低い目にし、前記 P W M 制御 I C による本電源装置の出力電圧安定化制御を確実にしている。

また、前記ダイオードは、所定のタイミング期間に前記信号レベル判定手段に電流が流れ、該信号レベル判定手段が動作することを防止し、動作の精度を上げている。

【 0 0 6 6 】

好ましくは、前記起動補正手段は、コレクタがダイオードおよび前記第 2 の抵抗を介して前記 P W M 制御 I C の F B 端子に、ベースが抵抗を介して前記フォトトランジスタに、エミッタが前記負極性電源供給ラインにそれぞれ接続された N P N 形トランジスタを備えた構成とする。

【 0 0 6 7 】

この構成によれば、前記起動補正手段は簡単な回路で実現できる。

【 0 0 6 8 】

好ましくは、前記信号レベル判定手段の基準電圧作成用分割抵抗のうち低電位側の抵抗が 2 分割され、この 2 分割された抵抗間の接続点がダイオードを介して前記 C S 端子制御手段に接続され、前記 C S 端子制御手段と前記 P W M 制御 I C の C S 端子間は別のダイオードを介して接続された構成とする。

【 0 0 6 9 】

この構成によれば、前記基準電圧作成用分割抵抗の各抵抗の抵抗値を変えることにより、バーストスイッチング動作状態における出力電圧の変動幅およびバーストスイッチング周期を正確に且つ自在に設定でき、特に出力電圧の変動幅を用途により許容できる範囲内で大きくすることにより、バーストスイッチング状態における消費電力の損失を少なくすることができる。

【 0 0 7 0 】

また、前記別のダイオードは、スイッチング電源装置の立ち上げ開始時において、前記 P W M 制御 I C の C S 端子にハイレベルの電圧が印加されないようにしている。前記 C S 端子にハイレベルの電圧が印加されると、前記 P W M 制御 I C

の出力がオフされるためである。

【 0 0 7 1 】

好ましくは、前記スイッチング制御手段として前記 P W M 制御 I C を用いた場合、前記信号レベル判定手段への動作電源の供給を断続する起動スイッチ手段と、前記 P W M 制御 I C の F B 端子と前記負極性電源供給ライン間に接続され前記フィードバック信号の信号レベルに応じて前記 F B 端子から出力する電流を調整する電流調整手段とを追加し、前記信号レベル判定手段は前記フィードバック信号の信号レベルの判定結果に応じて前記動作・非動作切換手段としての C S 端子制御手段に動作制御信号を供給し、前記 C S 端子制御手段は前記動作制御信号に従って前記 P W M 制御 I C の C S 端子と前記負極性電源供給ライン間を断続し、前記起動スイッチ手段は、前記フィードバック信号の有無を検知し、有の場合、前記信号レベル判定手段に動作電源を供給し、無の場合、前記信号レベル判定手段への動作電源の供給を遮断するようにする。

【 0 0 7 2 】

この構成によれば、スイッチング電源装置の立ち上げ時、前記電流調整手段の動作により、前記 P W M 制御 I C の F B 端子の電流が調整され、これにより、前記 P W M 制御 I C は、前記主スイッチング素子を大きいオンデューティにてスイッチング動作させ、立ち上げ時間を短縮する。また、前記フィードバック信号を検知した前記起動スイッチ手段は、前記信号レベル判定手段に動作電源を供給する。また、前記 C S 端子制御手段は、前記信号レベル判定手段の出力信号により、前記 P W M 制御 I C の C S 端子と前記負極性電源供給ライン間を断続することにより、前記 P W M 制御 I C の動作をオフしたりオンしたりすることが可能になり、電力効率の良いバーストスイッチング動作を実現することができる。

【 0 0 7 3 】

【発明の実施の形態】

以下、添付図面を参照しつつ、本発明の実施の形態について説明する。

【 0 0 7 4 】

(第 1 の実施形態)

図 1 は本発明の第 1 の実施形態（請求項 1，2 に対応）に係るスイッチング電

源装置の回路図である。

【 0 0 7 5 】

図 1 に示すスイッチング電源装置において、トランス 3 の一次巻線 4 の一端は正極性電源供給ライン 1 に接続され、その他端は主スイッチング素子 5 を介して負極性電源供給ライン 2 に接続されている。前記主スイッチング素子 5 は、例えば F E T （電界効果トランジスタ）などで実現される。また、トランス 3 の二次巻線 6 の一端はダイオード 7 を介して出力ライン 2 5 に接続され、その他端は出力ライン 2 6 に接続されている。出力ライン 2 5 と出力ライン 2 6 間には、コンデンサ 4 5 と出力電圧検出回路 9 とが接続されている。出力電圧検出回路 9 の出力端子は、ライン 9 a を介して信号レベル判定回路 1 5 の入力端子およびスイッチング制御回路 1 9 の入力端子に接続され、フィードバック信号をそれぞれ与える。

【 0 0 7 6 】

動作電源 1 6 の負極は負極性電源供給ライン 2 に接続され、その正極はライン 1 6 a を介して信号レベル判定回路 1 5 の電源端子およびスイッチ回路 1 7 の入力端子に接続されている。信号レベル判定回路 1 5 は、ライン 1 5 a を介して動作制御信号をスイッチ回路 1 7 の制御端子に与える。スイッチ回路 1 7 の出力端子は、ライン 1 7 a を介してスイッチング制御回路 1 9 の電源端子に接続されている。スイッチング制御回路 1 9 の出力端子は主スイッチング素子 5 の制御端子に接続されている。

【 0 0 7 7 】

次に、この第 1 の実施形態に係るスイッチング電源装置の動作について説明する。正極性電源供給ライン 1 と負極性電源供給ライン 2 間には図示しない直流電源からの電圧が与えられ、スイッチング制御回路 1 9 の制御による主スイッチング素子 5 のスイッチング動作により、トランス 3 の一次巻線 4 には高周波電流が流れる。これにより、トランス 3 の二次巻線 6 には高周波電圧が誘起され、この高周波電圧はダイオード 7 により検波整流され、さらに、コンデンサ 4 5 により平滑されて直流電圧となり、この直流電圧は出力ライン 2 5 と出力ライン 2 6 間に与えられ、本スイッチング電源装置の出力電圧として出力されることになる。

【 0 0 7 8 】

出力電圧検出回路 9 は、出力ライン 2 5 と出力ライン 2 6 間の出力電圧と、予め定めた基準電圧とを比較し、この比較結果をフィードバック信号として、ライン 9 a を介して信号レベル判定回路 1 5 およびスイッチング制御回路 1 9 に与える。スイッチング制御回路 1 9 は、動作電源 1 6 からスイッチ回路 1 7 を介して供給される電源により動作し、前記フィードバック信号に基づいて主スイッチング素子 5 のオン／オフのタイミングを制御することにより、所望の直流電圧を出力ライン 2 5 と出力ライン 2 6 間に出力させるための制御を行う。

【 0 0 7 9 】

ところで、出力ライン 2 5 と出力ライン 2 6 間（本スイッチング電源装置の出力端子）に接続される負荷の消費電力が小さい場合（軽負荷動作時）は、出力ライン 2 5 と出力ライン 2 6 間の出力電圧（本スイッチング電源装置の出力電圧）が高くなる傾向があり、これを補正するため出力電圧検出回路 9 は、例えば比較的にハイレベルのフィードバック信号をライン 9 a に送出する。

【 0 0 8 0 】

また、出力ライン 2 5 と出力ライン 2 6 間に接続される負荷の消費電力が大きい場合（重負荷動作時）は、出力ライン 2 5 と出力ライン 2 6 間の出力電圧が低くなる傾向があり、これを補正するため出力電圧検出回路 9 は、例えば比較的にローレベルのフィードバック信号をライン 9 a に送出する。

【 0 0 8 1 】

信号レベル判定回路 1 5 は、出力ライン 2 5 と出力ライン 2 6 間の出力電圧（本スイッチング電源装置の出力電圧）が基準電圧よりも高く、ライン 9 a を介して送られてきたフィードバック信号が例えば比較的にハイレベルであるとき、ライン 1 5 a を介して与える動作制御信号によりスイッチ回路 1 7 をオフさせる。

【 0 0 8 2 】

これにより、スイッチング制御回路 1 9 は、スイッチ回路 1 7 のオフ動作により動作電源 1 6 からの電圧が与えられないことになるので、動作が停止し、この結果、主スイッチング素子 5 の動作が停止して、出力ライン 2 5 と出力ライン 2 6 間の出力電圧（本スイッチング電源装置の出力電圧）は漸次降下することにな

る。

【 0 0 8 3 】

この出力電圧の降下に伴い、出力電圧検出回路 9 からのフィードバック信号のレベルが、例えば比較的ローレベルになると、信号レベル判定回路 1 5 はスイッチ回路 1 7 に動作制御信号をライン 1 5 a を介して送り、スイッチ回路 1 7 をオンさせる。これにより、動作電源 1 6 からの電圧がスイッチング制御回路 1 9 に与えられ、スイッチング制御回路 1 9 は再び動作し、主スイッチング素子 5 をスイッチング動作させる。

【 0 0 8 4 】

これに伴って出力ライン 2 5 と出力ライン 2 6 間の出力電圧（本スイッチング電源装置の出力電圧）が上昇すると、出力電圧検出回路 9 は比較的ハイレベルのフィードバック信号をライン 9 a を介して信号レベル判定回路 1 5 に与える。この後、信号レベル判定回路 1 5 は、スイッチ回路 1 7 をオフし、スイッチング制御回路 1 9 の動作を停止し、主スイッチング素子 5 によるスイッチング動作を停止させる。

【 0 0 8 5 】

また、出力ライン 2 5 と出力ライン 2 6 間に接続された負荷が消費電力のかなり大きい重負荷であった場合、出力電圧がかなり低くなる傾向にあるが、信号レベル判定回路 1 5 はスイッチ回路 1 7 を連続的にオンし、これによりスイッチング制御回路 1 9 は主スイッチング素子 5 を連続的にスイッチング動作させ、出力電圧を安定させる。

【 0 0 8 6 】

このように本スイッチング電源装置の出力電圧が上昇すればスイッチング動作を停止させ、また、出力電圧が下降すればスイッチング動作を再開させるという繰り返しを行うバーストスイッチング動作により、出力電圧を安定させている。

【 0 0 8 7 】

バーストスイッチング動作状態において、信号レベル判定回路 1 5 の動作電源はスイッチ回路 1 7 を介さずに供給されるため、スイッチング休止期間も動作し続けるが、この信号レベル判定回路 1 5 の消費電力がスイッチング制御回路 1 9

の消費電力に比べ大幅に少なく、結果的には本スイッチング電源装置は消費電力を低減させることができ、省エネルギーを図れる。

【 0 0 8 8 】

(第 2 の実施形態)

図 2 本発明の第 2 の実施形態（請求項 2，3，4 に対応）に係るスイッチング電源装置の回路図である。

【 0 0 8 9 】

図 2 に示すスイッチング電源装置において、トランス 3 の一次巻線 4 の一端は正極性電源供給ライン 1 に接続され、その他端は主スイッチング素子 5 を介して負極性電源供給ライン 2 に接続されている。また、トランス 3 の二次巻線 6 の一端はダイオード 7 を介して出力ライン 2 5 に接続され、その他端は出力ライン 2 6 に接続されている。出力ライン 2 5 と出力ライン 2 6 間には、コンデンサ 4 5 と出力電圧検出回路 9 とが接続されている。

【 0 0 9 0 】

出力電圧検出回路 9 は、出力ライン 2 5 と出力ライン 2 6 間に接続された、フォトカプラ 2 0 と抵抗 2 1 とシャントレギュレータ 2 2 との直列回路、および出力電圧分圧用抵抗 2 3 と出力電圧分圧用抵抗 2 4 との直列回路から構成されている。フォトカプラ 2 0 は、フォトダイオード 2 0 a とフォトトランジスタ 2 0 b とから成る。シャントレギュレータ 2 2 の制御端子は、出力電圧分圧用抵抗 2 3 と出力電圧分圧用抵抗 2 4 との接続点に接続されている。シャントレギュレータ 2 2 は、出力電圧分圧用抵抗 2 3 と出力電圧分圧用抵抗 2 4 との接続点の電圧と予め内部に設けられた基準電圧とを比較し、この比較結果に応じた電流をフォトダイオード 2 0 a に流すものである。

【 0 0 9 1 】

動作電源 1 6 の負極は負極性電源供給ライン 2 に接続され、その正極は定常動作電流供給ライン 1 6 a に接続されている。信号レベル判定回路 1 5 は、ツェナーダイオード 1 9 1 と抵抗 2 0 1 と比較器 1 8 と電流検出用抵抗 2 8 とから構成されている。

【 0 0 9 2 】

ツェナーダイオード 1 9 1 は、カソードが定常動作電流供給ライン 1 6 a に接続され、アノードが抵抗 2 0 1 の一端および比較器 1 8 の非反転入力端子に接続されている。抵抗 2 0 1 の他端は負極性電源供給ライン 2 に接続されている。電流検出用抵抗 2 8 の一端は定常動作電流供給ライン 1 6 a に接続され、その他端は比較器 1 8 の反転入力端子とフォトカプラ 2 0 におけるフォトランジスタ 2 0 b のコレクタとに接続されている。

【 0 0 9 3 】

比較器 1 8 の正極電源端子は定常動作電流供給ライン 1 6 a に接続され、その負極電源端子は負極性電源供給ライン 2 に接続されている。比較器 1 8 の出力端子はライン 1 5 a を介してスイッチ回路 1 7 の制御端子に接続されている。フォトランジスタ 2 0 b のエミッタはライン 1 9 a を介してスイッチング制御回路 1 9 の制御端子に接続されている。スイッチング制御回路 1 9 の出力端子は主スイッチング素子 5 の制御端子に接続されている。

【 0 0 9 4 】

次に、この第 2 の実施形態に係るスイッチング電源装置の動作について説明する。正極性電源供給ライン 1 と負極性電源供給ライン 2 間には動作電源 1 6 からの直流電圧が与えられ、スイッチング制御回路 1 9 の制御による主スイッチング素子 5 のスイッチング動作により、トランス 3 の一次巻線 4 には高周波電流が流れる。これにより、トランス 3 の二次巻線 6 には高周波電圧が誘起され、この高周波電圧はダイオード 7 により検波整流され、さらに、コンデンサ 4 5 により平滑されて直流電圧となり、この直流電圧は出力ライン 2 5 と出力ライン 2 6 間を与えられ、本スイッチング電源装置の出力電圧として出力されることになる。

【 0 0 9 5 】

出力電圧検出回路 9 は、出力ライン 2 5 と出力ライン 2 6 間の出力電圧と、予め定めた基準電圧とを比較し、この比較結果をフィードバック信号とし、このフィードバック信号を、フォトランジスタ 2 0 b のコレクタと電流検出用抵抗 2 8 との接続点を介して信号レベル判定回路 1 5 に、更にライン 1 9 a を介してスイッチング制御回路 1 9 にそれぞれ与える。

【 0 0 9 6 】

詳しくは、出力電圧検出回路 9 において、シャントレギュレータ 2 2 は、出力電圧分圧用抵抗 2 3 と出力電圧分圧用抵抗 2 4 との接続点の電圧と、予め内部に設けられた基準電圧とを比較し、この比較結果に応じた電流をフォトダイオード 2 0 a に流す。フォトランジスタ 2 0 b は、フォトダイオード 2 0 a に流れる電流に相応した値の電流を、動作電源 1 6 から電流検出用抵抗 2 8 を介してスイッチング制御回路 1 9 に供給し、これにより、スイッチング制御回路 1 9 は、その供給された電流に応じて、主スイッチング素子 5 のスイッチング動作を制御することにより、本スイッチング電源装置の出力電圧（出力ライン 2 5，2 6 間の電圧）を所定の電圧値になるように制御する。

【 0 0 9 7 】

信号レベル判定回路 1 5 は、電流検出用抵抗 2 8 による降下電圧値と、ツェナーダイオード 1 9 1 と抵抗 2 0 1 により作成される電流レベル判定基準電源の電圧とを比較器 1 8 により比較し、この比較結果に応じた信号をライン 1 5 a を介してスイッチ回路 1 7 に与える。なお、ツェナーダイオード 1 9 1 は抵抗に置き換えても良い。

【 0 0 9 8 】

ところで、出力ライン 2 5 と出力ライン 2 6 間（本スイッチング電源装置の出力端子）に接続される負荷の消費電力が小さい場合（軽負荷動作時）は、出力ライン 2 5 と出力ライン 2 6 間の出力電圧（本スイッチング電源装置の出力電圧）が高くなる傾向があり、これを補正するため出力電圧検出回路 9 は、フォトランジスタ 2 0 b の電流値を増加させる。

【 0 0 9 9 】

比較器 1 8 は、フォトランジスタ 2 0 b の電流値と前記電流基準判定電源により設定される基準電流レベルとを比較した結果、ハイレベルの動作制御信号を出力し、このハイレベルの動作制御信号をライン 1 5 a を介してスイッチ回路 1 7 の制御端子に与え、スイッチ回路 1 7 をオフさせる。これにより、スイッチング制御回路 1 9 に供給される電源電圧が遮断され、スイッチング制御回路 1 9 は動作が停止し、これに伴って、主スイッチング素子 5 はスイッチング動作を停止し、本スイッチング電源装置の出力電圧が漸次降下する。

【 0 1 0 0 】

その出力電圧の降下に伴い、フォトトランジスタ 2 0 b の電流値が減少すると比較器 1 8 は、フォトトランジスタ 2 0 b の電流値と前記電流基準判定電源により設定される基準電流レベルとを比較した結果、ローレベルの動作制御信号を出力し、このローレベルの動作制御信号をライン 1 5 a を介してスイッチ回路 1 7 の制御端子に与え、スイッチ回路 1 7 をオンさせる。これにより、スイッチング制御回路 1 9 には電源電圧が供給され、スイッチング制御回路 1 9 は動作を開始し、これに伴って主スイッチング素子 5 はスイッチング動作を開始し、本スイッチング電源装置の出力電圧が漸次上昇する。

【 0 1 0 1 】

その出力電圧の上昇に伴い、フォトトランジスタ 2 0 b の電流値が増加すると比較器 1 8 は、フォトトランジスタ 2 0 b の電流値と前記電流基準判定電源により設定される基準電流レベルとを比較した結果、ハイレベルの動作制御信号を出力し、このハイレベルの動作制御信号をライン 1 5 a を介してスイッチ回路 1 7 の制御端子に与え、スイッチ回路 1 7 をオフさせる。これにより、スイッチング制御回路 1 9 は動作が停止し、これに伴って主スイッチング素子 5 はスイッチング動作を停止し、本スイッチング電源装置の出力電圧が漸次下降する。以後、このような制御の繰り返しにより、バースト発振状態が持続されることになり、本スイッチング電源装置の出力電圧がほぼ一定に保たれる。

【 0 1 0 2 】

なお、以上の動作において、スイッチ回路 1 7 がオフ→主スイッチング素子 5 のスイッチング動作が停止→出力電圧が降下→フォトトランジスタ 2 0 b の電流が減少→比較器 1 8 がローレベル信号を出力、という一連の各動作が同時に行われるのではなく、各部の動作遅れにより、この一連の動作を行うための動作時間が多少必要となり、この動作時間の間、本スイッチング電源装置のスイッチング動作が休止する。

【 0 1 0 3 】

また、スイッチ回路 1 7 がオン→主スイッチング素子 5 のスイッチング動作が開始→出力電圧が上昇→フォトトランジスタ 2 0 b の電流が増加→比較器 1 8 が

ハイレベル信号を出力、という一連の各動作が同時に行われるのではなく、各部の動作遅れにより、この一連の動作を行うための動作時間が多少必要となり、この動作時間の間、本スイッチング電源装置のスイッチング動作が継続する。

【 0 1 0 4 】

なお、前記動作時間により、本実施形態のスイッチング電源装置におけるスイッチング動作および休止期間が継続されるという論理に関して、前述した第 1 の実施形態のスイッチング電源装置においても適用される。

【 0 1 0 5 】

また、スイッチ回路 1 7 のオフと同時に、比較器 1 8 の非反転入力端子への電流基準判定電源の電圧レベルを若干下げるようにし、逆に、スイッチ回路 1 7 のオンと同時に、比較器 1 8 の非反転入力端子への電流基準判定電源の電圧レベルを若干上げるようにして、多少ヒステリシス制御を行うことにより、本スイッチング電源装置のスイッチング動作期間およびスイッチング動作休止期間を長くすることができる。

【 0 1 0 6 】

また、出力ライン 2 5 と出力ライン 2 6 間に接続される負荷の消費電力が大きい場合は（重負荷動作時）、出力ライン 2 5 と出力ライン 2 6 間の出力電圧が低くなる傾向があり、これにより、フォトランジスタ 2 0 b に流れる電流が少なく、電流検出用抵抗 2 8 の電圧降下量がツェナーダイオード 1 9 1 の電圧値よりも小さくなり、比較器 1 8 はローレベルの動作制御信号を出力するため、スイッチ回路 1 7 は連続的にオンし、本スイッチング電源装置は連続的なスイッチング動作を行うことになる。

【 0 1 0 7 】

ここで注目すべき点は、フォトランジスタ 2 0 b の電流値と基準電流値（ツェナーダイオード 1 9 1 の電圧の電流換算値）との比較結果により、バーストスイッチング動作を行っていることである。出力電圧検出回路 9 からのフィードバック信号の信号レベル（フォトランジスタ 2 0 b の電流値）が、本スイッチング電源装置の負荷電流値を代表していることから、連続スイッチング動作モードとバーストスイッチング動作モード間の切り換わり時の負荷電流値を正確に設定

できるという長所がある。

【 0 1 0 8 】

また、バーストスイッチング動作状態において、出力電圧が前述したように変動するが、前述および後述のとおり、フィードバック信号の信号レベル、即ち、フォトランジスタ 2 0 b の電流値が本スイッチング電源装置の出力電圧値も代表していることから、出力電圧の上限値と下限値を正確に設定できる。

【 0 1 0 9 】

また、フィードバック信号の信号レベルを、スイッチング制御回路 1 9 の制御端子へのライン 1 9 a にて検出する構成も考えられるが、後述するとおり、スイッチング制御回路 1 9 が制御端子を介して外部に電流が流出する場合には対応できない。即ち、スイッチング制御回路 1 9 への動作電源供給の断続により、その制御端子から流出する電流値が変化し、その制御端子の電圧値が前述のとおり、正確に出力電圧および負荷電流値を代表しなくなるからである。

【 0 1 1 0 】

このように本スイッチング電源装置の出力電圧が上昇すればスイッチング動作を停止させ、また、出力電圧が下降すればスイッチング動作を再開させるという繰り返しを行うバーストスイッチング動作により、出力電圧を安定させている。

【 0 1 1 1 】

バーストスイッチング動作状態において、信号レベル判定回路 1 5 の動作電源はスイッチ回路 1 7 を介さずに供給されるため、スイッチング休止期間も動作し続けるが、この信号レベル判定回路 1 5 の消費電力がスイッチング制御回路 1 9 の消費電力に比べ大幅に少なく、結果的には本スイッチング電源装置は消費電力を低減させることができ、省エネルギーを図れる。

【 0 1 1 2 】

(第 3 の実施形態)

図 3 は本発明の第 3 の実施形態（請求項 5，6 に対応）に係るスイッチング電源装置の回路図である。この図 3 は、図 1 または図 2 中の動作電源 1 6 の詳細な回路を含む回路図である。図 3 において、図 1 または図 2 に示す構成要素に対応するものには同一の番号を付し、その説明を省略する。

【 0 1 1 3 】

図 3 において、スイッチング制御回路 1 9 の動作電源は、正極性電源供給ライン 1 から起動用抵抗 2 9 を介して供給される起動電流供給ライン 2 9 a またはトランス 3 の補助巻線 3 2 の誘起電圧を複数のダイオード 3 0, 3 1 の直列回路により整流して供給する定常動作電流供給ライン 1 6 a より供給し、信号レベル判定回路 1 5 およびフォトトランジスタ 2 0 のフォトトランジスタ 2 0 b の動作電源は、前記複数のダイオード 3 0, 3 1 間の接続点から抽出される副制御電源から供給する。

【 0 1 1 4 】

前記動作電源 1 6 に相当する回路は、トランス 3 の補助巻線 3 2 とダイオード 3 1 とコンデンサ 3 3 とダイオード 3 0 と起動用抵抗 2 9 とコンデンサ 4 6 とから構成される回路である。本スイッチング電源装置において、電源立ち上げ開始時、正極性電源供給ライン 1 と負極性電源供給ライン 2 間に図示しない直流電源から直流電圧が印加されると、起動用抵抗 2 9 を介してコンデンサ 4 6 に充電電流が流れ、後述するようにスイッチ回路 1 7 がオンのため、コンデンサ 4 6 の充電電圧が所定の電圧レベルに達すると、スイッチング制御回路 1 9 が動作を開始し、主スイッチング素子 5 に駆動信号を供給開始する。

【 0 1 1 5 】

したがって、本スイッチング電源装置がスイッチング動作を開始し、トランス 3 に備えられた補助巻線 3 2 に高周波電圧が印加され、その高周波電圧がダイオード 3 1 とコンデンサ 3 3 により整流平滑化され、直流電圧に変換される。フォトトランジスタ 2 0 b と比較器 1 8 は、コンデンサ 3 3 から供給される電流を動作電源として動作し、前述のように本スイッチング電源装置の出力電圧を所定の値に制御すると共に、軽負荷時のバーストスイッチング制御を行う。

【 0 1 1 6 】

ダイオード 3 0 は、本スイッチング電源装置の前記立ち上げ動作時に、正極性電源供給ライン 1 から起動用抵抗 2 9 を介してコンデンサ 3 3 に流れる電流を阻止し、コンデンサ 4 6 の充電電圧が前記所定の電圧レベルに到達する時間を短縮する。また、本スイッチング電源装置の立ち上げ終了後、コンデンサ 4 6 は、主

としてコンデンサ 3 3 からダイオード 3 0 を介して供給される電流により充電され、更にスイッチ回路 1 7 を介してスイッチング制御回路 1 9 に動作用電流を供給する。

【 0 1 1 7 】

なお、本スイッチング電源装置の立ち上げ開始時、コンデンサ 3 3 の充電電圧は零ボルトであり、比較器 1 8 は非動作状態であるが、この比較器 1 8 の出力端子は抵抗 6 2 によりプルダウンされているため、スイッチ回路 1 7 はオン状態となる。

【 0 1 1 8 】

また、同様に本スイッチング電源装置の立ち上げ開始時、コンデンサ 3 3 の充電電圧は零ボルトであり、フォトランジスタ 2 0 b に電流が流れないため、スイッチング制御回路 1 9 は本スイッチング電源装置の出力電圧が所定の設定値以下であるものとして認識し主スイッチング素子 5 を制御し、この後、本スイッチング電源装置の出力電圧の上昇に伴いコンデンサ 3 3 の充電電圧も上昇し、フォトランジスタ 2 0 b に電流が流れて所定の定常動作に入ることになる。

【 0 1 1 9 】

以上のように、本スイッチング電源装置の立ち上げ開始から定常動作に入るまでの期間、スイッチング制御回路 1 9 およびスイッチ回路 1 7 は、コンデンサ 4 6 の充電電圧を動作用電源として動作する。したがって、その期間内にコンデンサ 4 6 の充電電圧が、スイッチング制御回路 1 9 の動作保証下限電圧以下になることを防止するため、コンデンサ 4 6 の容量は、十分な値のものが選定されなければならない。

【 0 1 2 0 】

また、起動用抵抗 2 9 の抵抗値を大きくすることにより、この起動用抵抗 2 9 による電力損失を節減できるが、その抵抗値があまり大きくし過ぎると、本スイッチング電源装置の立ち上げ時に、コンデンサ 4 6 の充電に要する時間が長くなり、立ち上げが遅いという問題が発生する。

【 0 1 2 1 】

本実施形態では、スイッチング電源装置の立ち上げ開始時、コンデンサ 4 6 の

充電電荷のフォトトランジスタ 2 0 b および比較器 1 8 への流出を、ダイオード 3 0 により阻止し、立ち上げに要する時間を短縮し、ひいては、起動用抵抗 2 9 の抵抗値を大きくできることにより、消費電力の低減に貢献できる。

【 0 1 2 2 】

本実施形態のスイッチング電源装置によれば、信号レベル判定回路 1 5 は、スイッチング制御回路 1 9 の動作電源供給ライン上に設けられたスイッチ回路 1 7 のオン／オフの繰り返しを行うことにより、バーストスイッチング制御が可能となり、バーストスイッチング制御における主スイッチング素子 5 のスイッチング動作休止期間中は、スイッチング制御回路 1 9 への動作電源の供給も停止するので、スイッチング動作休止期間中での電力損失を低減し、装置全体の消費電力の削減を図ることができる。

【 0 1 2 3 】

(第 4 の実施形態)

図 4 は本発明の第 4 の実施形態（請求項 7, 8, 9 に対応）に係るスイッチング電源装置の回路図である。図 4 において、図 1 ～図 3 に示す構成要素に対応するものには同一の番号を付し、その説明を省略する。本実施形態のスイッチング電源装置は、例えば富士電機製の PWM（パルス幅変調）制御 IC である品番 F A 5 5 1 1 を備えて構成されたものである。F A 5 5 1 1 は図 4 中では IC 3 8 として示す。

【 0 1 2 4 】

F A 5 5 1 1 の概略構成を図 6 に示す。図 6 において、V c c 端子⑥に動作電源が供給されると、この動作電源が出力バッファ 1 0 1 と動作制御回路 1 0 2 と 5 V レギュレータ 1 0 3 に供給される。5 V レギュレータ 1 0 3 は、V c c 端子⑥からの電源電圧が所定動作開始電圧以上になると、出力イネーブルとなり、安定化された 5 V の電源を、内部供給ライン 1 0 4 を介して PWM 論理回路 1 0 5 および O S C （発振回路） 1 0 6 に供給すると共に、内部供給ライン 1 0 4 からダイオード 1 0 7 と抵抗 1 0 8 を介して F B 端子②に供給する。

【 0 1 2 5 】

なお、内部供給ライン 1 0 4 に接続される内部電源端子⑦に、外部接続される

コンデンサ 4 0 は、内部供給ライン 1 0 4 のノイズ除去用のコンデンサであり、この内部供給ライン 1 0 4 に雑音が重畳し、制御に誤動作の発生することを防止するものである。

【 0 1 2 6 】

OSC 1 0 6 は、端子①を介して外部接続される抵抗 3 6 の値により発振周波数が設定され、この発振信号を PWM 論理回路 1 0 5 に送出する。FB 端子②は内部供給ライン 1 0 4 からダイオード 1 0 7 と抵抗 1 0 8 による直列回路を介してプルアップされ、この FB 端子②に外部接続される回路素子との分圧電圧が PWM 論理回路 1 0 5 に供給される。

【 0 1 2 7 】

PWM 論理回路 1 0 5 は、FB 端子②の電圧レベル、後述する CS 端子⑧の電圧レベル、および OSC 1 0 6 から供給される発振信号を後述する通り論理演算し、主スイッチング素子 5（図 4 参照）の駆動信号を出力バッファ 1 0 1 に送出し、出力バッファ 1 0 1 はその駆動信号を電流増幅し、出力端子⑤を介して外部に接続された主スイッチング素子 5 に駆動信号として供給する。

【 0 1 2 8 】

端子③には主スイッチング素子 5 の電流検出信号が入力され、主スイッチング素子 5 に流れる電流が所定のレベルを超えると、PWM 論理回路 1 0 5 は主スイッチング素子 5 の駆動信号を遮断し（ローレベルに下げる）、主スイッチング素子 5 を保護する。端子④は FA 5 3 1 1 の内部回路の共通グランド端子であり、本スイッチング電源装置の負極性電源供給ライン 2（図 4 参照）に接続される。

【 0 1 2 9 】

CS 端子⑧にはコンデンサ 4 1 が外部接続され、動作制御回路 1 0 2 が前述のように 5 V レギュレータ 1 0 3 に出力イネーブル信号を送出すると同時に、そのコンデンサ 4 1 に弱電流を供給することにより徐々に充電する。なお、コンデンサ 4 1 の充電電圧は、本スイッチング電源装置の定常動作状態においては、動作制御回路 1 0 2 により所定の電圧レベルを超えないように制御される。

【 0 1 3 0 】

また、CS 端子⑧の電位を外部回路により強制的にローレベルにすると、動作

制御回路 1 0 2 は 5 V レギュレータ 1 0 3 をディスエーブルにし、内部供給ライン 1 0 4 に対する電源供給を遮断すると同時に、5 V レギュレータ 1 0 3 は出力バッファ 1 0 1 にディスイネーブルの信号を送出する。したがって、CS 端子⑧の電位を外部回路により強制的にローレベルにすると、FA 5 3 1 1 の消費電力が大幅に削減される。

【 0 1 3 1 】

本実施形態のスイッチング電源装置では、上記 FA 5 3 1 1 の機能を活用し、信号レベル判定回路 1 5 (図 4 参照) は、本スイッチング電源装置の出力電圧が高く、フィードバック信号の信号レベルが高い時、CS 端子⑧を外部回路により強制的にローレベルに下げることにより、出力バッファ 1 0 1 と PWM 論理回路 1 0 5 と OSC 1 0 6 を停止させ、本スイッチング電源装置の動作停止に至らしめ、この結果、フィードバック信号の信号レベルが降下すると、CS 端子⑧を強制的にローレベルにする操作を解除し、再度、本スイッチング電源装置を起動することにより、本スイッチング電源装置の軽負荷動作時に、バーストスイッチング動作をさせる。

【 0 1 3 2 】

ここで、参考として FA 5 5 1 1 を採用した場合の一般的な回路構成を有するスイッチング電源装置の回路を図 5 に示す。なお、図 5 において、図 4 に示す構成要素に対応するものには同一の番号を付し、その説明を省略する。また、このスイッチング電源装置の立ち上げ開始から定常動作状態に移行する期間の要部の信号波形を図 7 に示す。図 7 (a) は図 5 中のコンデンサ 4 6 の電圧 7 0 1 を示す。図 7 (b) は、図 5 中の FA 5 5 1 1 の IC 3 8 における FB 端子②の電圧 7 0 2 と、OSC 1 0 6 (図 6 参照) が PWM 論理回路 1 0 5 (図 6 参照) に送出する発振信号 7 0 3 と、CS 端子⑧の電圧 7 0 4 とを示す。図 7 (c) は出力端子⑤から出力される出力信号 7 0 5 を示す。

【 0 1 3 3 】

図 5 および図 7 を参照して本スイッチング電源装置の動作について説明する。まず、タイミング t_0 で、正極性電源供給ライン 1 と負極性電源供給ライン 2 間に直流電圧が印加されると、コンデンサ 4 6 の電圧 7 0 1 は起動用抵抗 2 9 を介

して供給される充電電流により徐々に上昇し、タイミング t_1 で F A 5 5 1 1 の I C 3 8 の所定の動作開始電圧に到達すると、I C 3 8 内部の内部供給ライン 1 0 4 の電圧が前述のように立ち上がり、O S C 1 0 6、P W M 論理回路 1 0 5、および出力バッファ 1 0 1 が動作を開始する。

【 0 1 3 4 】

したがって、O S C 1 0 6 は上限値と下限値と周期が一定な発振信号 7 0 3 を P W M 論理回路 1 0 5 に送出し、C S 端子⑧の電圧 7 0 4 は前述のように動作制御回路 1 0 2 から供給される弱電流によりコンデンサ 4 1 が充電され、徐々に上昇する。また、タイミング t_1 の時点では、未だ出力ライン 2 5 と出力ライン 2 6 間の電圧は零ボルトであり、シャントレギュレータ 2 2 とフォトトランジスタ 2 0 b に電流が流れないため、I C 3 8 の F B 端子②の電圧 7 0 2 はハイレベルになる。

【 0 1 3 5 】

P W M 論理回路 1 0 5 は、C S 端子⑧の電圧 7 0 4 と F B 端子②の電圧 7 0 2 との内、何れか低い方の電圧が O S C 1 0 6 から出力された発振信号 7 0 3 の電圧よりも高い時、出力バッファ 1 0 1 の出力端子⑤よりハイレベルの出力信号（パルス信号）7 0 5 を出力する。したがって、この出力信号 7 0 5 は、タイミング $t_1 \sim t_2$ までの期間、C S 端子⑧の電圧 7 0 4 のレベルが O S C 1 0 6 から出力された発振信号 7 0 3 のレベルよりも低いためローレベルであり、タイミング t_2 で、C S 端子⑧の電圧 7 0 4 のレベルが一瞬 O S C 1 0 6 の発振信号 7 0 3 のレベルを超えるため、その相応した時間ハイレベルになり、主スイッチング素子 5 をオンする。

【 0 1 3 6 】

この後、その電圧 7 0 4 が上昇するに伴い、出力信号 7 0 5 のハイレベル期間が長くなり、これに呼応してトランス 3 の二次巻線 6 からダイオード 7 を介して出力ライン 2 5 と出力ライン 2 6 間に供給される電力が増加するため、出力ライン 2 5 と出力ライン 2 6 間の電圧が上昇し、タイミング t_3 でシャントレギュレータ 2 2 およびフォトトランジスタ 2 0 b に電流が流れ始めると、F B 端子②の電圧 7 0 2 が下降し始める。

【 0 1 3 7 】

次にタイミング t_5 で F B 端子②の電圧 7 0 2 が C S 端子⑧の電圧 7 0 4 よりも低くなると、出力端子⑤の出力信号 7 0 5 のハイレベル期間は、O S C 1 0 6 の発振信号 7 0 3 のレベルと F B 端子②の電圧 7 0 2 との比較結果により決定され、電圧 7 0 2 のレベルは出力電圧検出回路 9 から出力されるフィードバック信号を代表するものであることから、以後、本スイッチング電源装置は所定の電圧を出力する定常運転状態に移行する。

【 0 1 3 8 】

一方、コンデンサ 4 6 の充電電圧 7 0 1 は、タイミング t_1 以後、タイミング t_3 までの期間、起動用抵抗 2 9 から供給される電流よりも V c c 端子⑥に吸い込まれる電流の方が多いため、若干降下傾向となるが、この降下が F A 5 5 1 1 の I C 3 8 の V c c 動作下限電圧を超えて下がらないようコンデンサ 4 6 の容量値を大きくすることにより保証されている。

【 0 1 3 9 】

前述のように本スイッチング電源装置の出力電圧が上昇し、タイミング t_4 でこれに呼応してコンデンサ 4 6 の充電電圧 7 0 1 が上昇を開始し、タイミング t_6 で定常安定電圧に到達する。

【 0 1 4 0 】

なお、図 5 で説明したスイッチング電源装置の回路は、参考として F A 5 5 1 1 を採用した場合の一般的なものであるので、本実施形態に述べる軽負荷動作時にバーストスイッチング動作させる機能は付加されていない。

【 0 1 4 1 】

次に本実施形態である図 4 に示すスイッチング電源装置の動作について図 8 に示す信号波形図を参照して説明する。図 8 (a) は図 4 中のコンデンサ 4 6 の電圧 8 0 1 を示す。図 8 (b) は、図 4 中の F A 5 5 1 1 の I C 3 8 における F B 端子②の電圧 8 0 4 と、O S C 1 0 6 (図 6 参照) が P W M 論理回路 1 0 5 (図 6 参照) に送出する発振信号 8 0 3 と、I C 3 8 の C S 端子⑧の電圧 8 0 5 とを示す。図 8 (c) は、I C 3 8 の出力端子⑤から出力される出力信号 8 0 6 を示す。

【 0 1 4 2 】

先ず、タイミング T 0 で、正極性電源供給ライン 1 と負極性電源供給ライン 2 間に直流電圧が印加されると、コンデンサ 4 6 の電圧 8 0 1 は起動用抵抗 2 9 を介して供給される充電電流により徐々に上昇し、タイミング T 1 で F A 5 5 1 1 の I C 3 8 の所定の動作開始電圧に到達すると、I C 3 8 内部の内部供給ライン 1 0 4 の電圧が前述のように立ち上がり、O S C 1 0 6、P W M 論理回路 1 0 5 および出力バッファ回路 1 0 1 が動作を開始する。

【 0 1 4 3 】

したがって、O S C 1 0 6 は上限値と下限値と周期が一定な発振信号 8 0 3 を P W M 論理回路 1 0 5 に送出し、I C 3 8 の C S 端子⑧の電圧 8 0 5 は前述のように動作制御回路 1 0 2 から供給される弱電流によりコンデンサ 4 1 が充電され、徐々に上昇する。また、タイミング T 1 の時点では、コンデンサ 3 3 の充電電圧が零ボルトであり、信号レベル判定回路 1 5 の出力電流は零で、起動補正回路 3 5 のスイッチが後述するようにオフのため、I C 3 8 の F B 端子②の電圧 8 0 4 は、I C 3 8 内部のダイオード 1 0 7 と抵抗 1 0 8、および抵抗 3 9 a (図 4 参照) の分割電圧値となる。

【 0 1 4 4 】

なお、前記分割電圧値は、O S C 1 0 6 の発振信号 8 0 3 の下限値レベルをわずかに超えるレベルに設定される。

【 0 1 4 5 】

P W M 論理回路 1 0 5 は、C S 端子⑧の電圧 8 0 5 と F B 端子②の電圧 8 0 4 との内、何れか低い方の電圧レベルが O S C 1 0 6 から出力された発振信号 8 0 3 の電圧レベルよりも高い時、出力バッファ 1 0 1 の出力端子⑤より出力信号 8 0 6 を出力する。

【 0 1 4 6 】

したがって、この出力信号 8 0 6 は、タイミング T 1 ~ T 2 までの期間、C S 端子⑧の電圧 8 0 5 のレベルが O S C 1 0 6 から出力された発振信号 8 0 3 のレベルよりも低いためローレベルであり、タイミング T 2 で、C S 端子⑧の電圧 8 0 5 のレベルが一瞬 O S C 1 0 6 の発振信号 8 0 3 のレベルを超えるため、それ

の相応した時間ハイレベルになり、主スイッチング素子 5 がオンされる。

【 0 1 4 7 】

これにより、出力ライン 2 5 と出力ライン 2 6 間の電圧が若干上昇し、且つコンデンサ 3 3 の充電電圧が出力ライン 2 5 と出力ライン 2 6 間の電圧上昇に対応した分上昇し、コンデンサ 3 3 から信号レベル判定回路 1 5 を経由して I C 3 8 の F B 端子②に電流が供給され始めるため、F B 端子②の電圧 8 0 4 も上昇を始める。

【 0 1 4 8 】

なお、信号レベル判定回路 1 5 は、フォトトランジスタ 2 0 b の電流値が該回路内に設定された所定値よりも低い場合に、I C 3 8 の F B 端子②に電流を供給し、逆にフォトトランジスタ 2 0 b の電流値が該回路内に設定された所定値よりも高い場合には、C S 端子制御回路 3 7 に電流を供給し、同時に F B 端子②と端子⑧の双方に電流を供給しない。

【 0 1 4 9 】

また、I C 3 8 の F B 端子②に電流を供給している場合において、フォトトランジスタ 2 0 b の電流値が増加すると供給電流（反転フィードバック信号）を少なくし、逆にフォトトランジスタ 2 0 b の電流値が減少すると供給電流（反転フィードバック信号）を多くする。

【 0 1 5 0 】

また、その供給電流は、信号レベル判定回路 1 5 の動作電源によっても左右され、即ちコンデンサ 3 3 の充電電圧によっても左右され、前述したように本スイッチング電源装置の立ち上げ開始後、出力ライン 2 5 と出力ライン 2 6 間の電圧上昇に伴い、コンデンサ 3 3 の充電電圧が高くなるに従い供給電流が増加する。

【 0 1 5 1 】

そして、その供給電流が増加して、出力ライン 2 5 と出力ライン 2 6 間の電圧が安定化する定常動作状態に到達すると、出力ライン 2 5 と出力ライン 2 6 間の電圧およびコンデンサ 3 3 の充電電圧が、本スイッチング電源装置の所定の出力電圧、およびトランス 3 の二次巻線 6 と補助巻線 3 2 間の巻き数比により決定される一定値に安定するため、前記のようにフォトトランジスタ 2 0 b の電流値の

みに依存する。

【 0 1 5 2 】

次にタイミングT 2 以後、I C 3 8 のC S 端子⑧の電圧 8 0 5 の上昇に伴い、出力端子⑤から出力される出力信号 8 0 6 のハイレベル期間が長くなる→出力ライン 2 5 と出力ライン 2 6 間の電圧が上昇する→コンデンサ 3 3 の充電電圧が上昇する→信号レベル判定回路 1 5 から供給される電流が増加する、という経過をたどり I C 3 8 のF B 端子②の電圧 8 0 4 が漸次上昇する。

【 0 1 5 3 】

タイミングT 3 以後、C S 端子⑧の電圧 8 0 5 がF B 端子②の電圧 8 0 4 よりも高くなると、前述したようにP W M 論理回路 1 0 5 は、F B 端子②の電圧 8 0 4 とO S C 1 0 6 の発振信号 8 0 3 とを比較し、この比較結果に従って出力バッファ 1 0 1 を介して出力端子⑤から出力信号 8 0 6 を出力し、この出力信号 8 0 6 を主スイッチング素子 5 に駆動信号として与える。

【 0 1 5 4 】

コンデンサ 3 3 の充電電圧は、前述したように出力ライン 2 5 と出力ライン 2 6 間の電圧、およびトランス 3 の二次巻線 6 と補助巻線 3 2 間の巻き数比により決定されるため、タイミングT 2 以後、出力ライン 2 5 と出力ライン 2 6 間の電圧上昇に伴い、図 8 (a) の 8 0 2 にて示す曲線に沿って上昇し、タイミングT 4 でコンデンサ 3 3 の電圧値が起動補正回路 3 5 内に設定された所定値以上になると、起動補正回路 3 5 は、この内部に備えられたスイッチをオンすることにより、抵抗 3 9 b を抵抗 3 9 a に並列接続する。

【 0 1 5 5 】

したがって、I C 3 8 のF B 端子②の電圧 8 0 4 は一旦降下するが、この降下後の電圧レベルはO S C 1 0 6 の発振信号 8 0 3 の下限値よりも高いため、出力端子⑤の出力信号 8 0 6 のハイレベル期間が一旦短縮されるものの主スイッチング素子 5 のスイッチング動作が継続されるため、依然として出力ライン 2 5 と出力ライン 2 6 間の電圧およびコンデンサ 3 3 の充電電圧が上昇し続け、F B 端子②の電圧 8 0 4 は再度上昇に転じる。

【 0 1 5 6 】

タイミングT 6の直前において、抵抗2 3と抵抗2 4による抵抗分割電圧による電圧値が、シャントレギュレータ2 2内部に備えられた比較基準値付近に到達すると、シャントレギュレータ2 2、フォトダイオード2 0 a、およびフォトトランジスタ2 0 bに電流が流れ始めるため、信号レベル判定回路1 5の供給電流の増加が止まり、I C 3 8のF B端子②の電圧8 0 4の上昇が停止し、本スイッチング電源装置は定常動作に入る。

【0 1 5 7】

この定常動作においては、例えば、出力ライン2 5と出力ライン2 6間の電圧が上昇すると、抵抗2 3と抵抗2 4とによる抵抗分割電圧による電圧値が上昇する→シャントレギュレータ2 2、フォトダイオード2 0 a、およびフォトトランジスタ2 0 bの電流が増加する→信号レベル判定回路1 5の供給電流が減少する→F B端子②の電圧8 0 4が降下する→P W M論理回路1 0 5がO S C 1 0 6の発振信号8 0 3とF B端子②の電圧8 0 4とを比較し、この結果、I C 3 8の出力端子⑤からハイレベル期間の短い出力信号（駆動信号）8 0 6を出力する→主スイッチング素子5のオンデューティが短くなる→ダイオード7を通して出力ライン2 5に供給される電流が減少する、という経過をたどり、出力ライン2 5と出力ライン2 6間の電圧を下降させる動作を行う。

【0 1 5 8】

また、逆に、出力ライン2 5と出力ライン2 6間の電圧が下降すると、抵抗2 3と抵抗2 4による抵抗分割電圧による電圧値が下降する→シャントレギュレータ2 2、フォトダイオード2 0 a、およびフォトトランジスタ2 0 bの電流が減少する→信号レベル判定回路1 5の供給電流が増加する→F B端子②の電圧8 0 4が上昇する→P W M論理回路1 0 5がO S C 1 0 6の発振信号8 0 3とF B端子②の電圧8 0 4とを比較し、この結果、出力端子⑤からハイレベル期間の長い出力信号（駆動信号）8 0 6を出力する→主スイッチング素子5のオンデューティが長くなる→ダイオード7を通して出力ライン2 5に供給される電流が増加する、という経過をたどり、出力ライン2 5と出力ライン2 6間の電圧を上昇させる動作を行う。

【0 1 5 9】

このような動作により、出力ライン 2 5 と出力ライン 2 6 間の電圧を所定値に安定化させる。また、これに伴い、コンデンサ 3 3 の充電電圧も安定化し、信号レベル判定回路 1 5 から供給される電流量は、フォトランジスタ 2 0 b の電流のみに依存する。

【 0 1 6 0 】

なお、起動補正回路 3 5 は、I C 3 8 の F B 端子②と負極性電源供給ライン 2 間の抵抗値を、本スイッチング電源装置の立ち上げ動作時と定常動作時間とで切り換える操作を行い、本スイッチング電源装置が確実にスイッチング動作するようにしている。

【 0 1 6 1 】

即ち、本スイッチング電源装置の立ち上げ開始時において、コンデンサ 3 3 の充電電圧は零ボルトであり、信号レベル判定回路 1 5 から供給される電流が零のため、抵抗 3 9 a に抵抗値の大きい抵抗を採用し、前述したように F A 5 5 1 1 の I C 3 8 内部のダイオード 1 0 7 と抵抗 1 0 8、および抵抗 3 9（図 4 参照）による分割電圧値を O S C 1 0 6 の発振信号の下限值以上に設定している。

【 0 1 6 2 】

さもないと、PWM 論理回路 1 0 5 は、I C 3 8 の C S 端子⑧の電圧レベルが上昇後も、F B 端子②の電圧レベルが O S C 1 0 6 の発振信号の下限值以下であるため、出力端子⑤からハイレベルの信号を出力せず、本スイッチング電源装置の出力電圧が立ち上がらないことになる。

【 0 1 6 3 】

また、定常動作状態において、I C 3 8 の F B 端子②と負極性電源供給ライン 2 間の抵抗値が前述したように大きい値のまま放置されていると、例えば、本スイッチング電源装置が無負荷状態にて本スイッチング電源装置の出力電圧が上昇した時、前述の出力電圧安定化動作に従い、信号レベル判定回路 1 5 が供給電流を停止させても F B 端子②の電圧が、F A 5 5 1 1 の I C 3 8 内部のダイオード 1 0 7 と抵抗 1 0 8、および抵抗 3 9（図 4 参照）の分割電圧値が O S C 1 0 6 の発振信号の下限值以下に降下しないため、出力電圧を下げる操作ができないという問題が発生する。

【 0 1 6 4 】

したがって、起動補正回路 1 5 は、本スイッチング電源装置の立ち上げ時、コンデンサ 3 3 の充電電圧が上昇し、且つ、フォトトランジスタ 2 0 b に電流が流れ始める直前に抵抗 3 9 b を追加接続して、I C 3 8 の F B 端子②と負極性電源供給ライン 2 間の抵抗値を下げることにより解決している。

【 0 1 6 5 】

このように本スイッチング電源装置は、軽負荷動作時にバーストスイッチング動作を行い、軽負荷時の電力損失を軽減する。

【 0 1 6 6 】

前述したように、本スイッチング電源装置は、軽負荷動作時に出力電圧が上昇する傾向があり、これを補正するため、フォトトランジスタ 2 0 b の電流値を増加させる。このフォトトランジスタ 2 0 b の電流を電流検出用抵抗 3 4 に流し、この電流検出用抵抗 3 4 の電圧と信号レベル判定回路 1 5 内部に備えられた基準電圧とを比較し、電流検出用抵抗 3 4 の電圧の方が基準電圧よりも高い時、信号レベル判定回路 1 5 は、供給電流を C S 端子制御回路 3 7 の方へ流し、I C 3 8 の F B 端子②への電流供給を停止する。

【 0 1 6 7 】

C S 端子制御回路 3 7 は、その供給電流を検知すると、内部に備えられたスイッチをオンし、I C 3 8 の C S 端子⑧をローレベルにする。C S 端子⑧がローレベルに下げられると、動作制御回路 1 0 2 は、5 V レギュレータ 1 0 3 の出力をオフし、F B 端子②へのプルアップ電流と、O S C 1 0 6 および P W M 論理回路 1 0 5 への動作電源の供給を停止させる。

【 0 1 6 8 】

また、動作制御回路 1 0 2 は、出力バッファ 1 0 1 にディスイネーブル信号を送出し、この出力バッファ 1 0 1 の動作を停止させる。したがって、I C 3 8 の出力端子⑤から主スイッチング素子 5 への駆動信号が停止し、本スイッチング電源装置のスイッチング動作が停止する。

【 0 1 6 9 】

これに伴い、出力ライン 2 5 と出力ライン 2 6 間の電圧が下降すると、抵抗 2

3 と抵抗 2 4 による分割電圧が下降し、シャントレギュレータ 2 2、フォトダイオード 2 0 a、およびフォトトランジスタ 2 0 b の電流が減少し、抵抗 3 4 の電圧が降下して、信号レベル判定回路 1 5 が抵抗 3 4 の電圧と内部に備えられた基準電圧とを比較し、抵抗 3 4 の電圧の方が低いと判定することにより、信号レベル判定回路 1 5 は、供給電流を I C 3 8 の F B 端子②の方へ流し、C S 端子制御回路 3 7 への電流供給を停止する。

【 0 1 7 0 】

これに従って、C S 端子制御回路 3 7 は、この内部に備えられたスイッチをオフし、I C 3 8 の C S 端子⑧の電圧をハイレベルにすると、動作制御回路 1 0 2 は、5 V レギュレータ 1 0 3 をオンし、F B 端子②へのプルアップ電流と、O S C 1 0 6 および P W M 論理回路 1 0 5 への動作電源の供給を再開する。また、動作制御回路 1 0 2 は、出力バッファ 1 0 1 にイネーブル信号を送出し、出力バッファ 1 0 1 の動作を再開する。

【 0 1 7 1 】

したがって、I C 3 8 の出力端子⑤から主スイッチング素子 5 への駆動信号の供給が再開され、本スイッチング電源装置のスイッチング動作が再起動する。

【 0 1 7 2 】

この後、再度、出力ライン 2 5 と出力ライン 2 6 間の電圧が上昇すると、前述したようにスイッチング動作を停止させ、この結果、再度、出力ライン 2 5 と出力ライン 2 6 間の電圧が下降し、抵抗 3 4 の電圧が下降すると、前述したようにスイッチング動作を再開させるというバーストスイッチング動作を繰り返す。

【 0 1 7 3 】

このバーストスイッチング状態から、本スイッチング電源装置の出力電流を増加させると、スイッチング動作期間中に、電流検出用抵抗 3 4 の電圧レベルが信号レベル判定回路 1 5 内部に備えられた基準電圧のレベルに到達しなくなり、連続スイッチングのモードに入る。

【 0 1 7 4 】

以上説明した第 4 の実施形態の技術を使用すると、市販の P W M 制御 I C である富士電機製の品番 F A 5 5 1 1 や、それと同等品に、付属回路を追加すること

により、請求項 1 ～ 6 に記載された発明を具体的に実現することができる。

【 0 1 7 5 】

本実施形態のスイッチング電源装置によれば、信号レベル判定回路 1 5 は、スイッチング制御手段としての I C 3 8 の動作電源供給ライン上に設けられた C S 端子制御回路 3 7 のオン／オフの繰り返しを行うことにより、バーストスイッチング制御が可能となり、バーストスイッチング制御における主スイッチング素子 5 のスイッチング動作休止期間中は、I C 3 8 の主要回路部分への動作電源の供給も停止するので、スイッチング動作休止期間中での電力損失を低減し、装置全体の消費電力の削減を図ることができる。

なお、I C 3 8 の主要回路部分とは、O S C 1 0 6、P W M 論理回路 1 0 5、F B 端子②および出力バッファ 1 0 5 である。

【 0 1 7 6 】

また、起動補正回路 3 5 の動作により、本電源装置の立ち上げ動作状態から定常動作に遷移するタイミングにおいて、第 1 の抵抗 3 9 a に第 2 の抵抗 3 9 b が並列接続され、I C 3 8 の F B 端子②と負極性電源供給ライン 2 間の抵抗値が下げられ、これにより、F B 端子②の電位が下がり、定常動作状態における本電源装置の出力電圧安定化制御を確実なものにする。

【 0 1 7 7 】

(第 5 の実施形態)

図 9 は本発明の第 5 の実施形態（請求項 1 0、1 1、1 2、1 4 に対応）に係るスイッチング電源装置の回路図である。図 9 において、図 4 に示す構成要素に対応するものには同一の番号を付し、その説明を省略する。この第 5 の実施形態のスイッチング電源装置では、信号レベル判定回路 1 5、起動補正回路 3 5、および C S 端子制御回路 3 7 を詳細に示している。

【 0 1 7 8 】

信号レベル判定回路 1 5 は、P N P 形トランジスタ 4 7、P N P 形トランジスタ 4 8、抵抗 4 9、抵抗 5 0、および抵抗 5 1 から構成されている。起動補正回路 3 5 は、ツェナーダイオード 5 4、抵抗 5 5、抵抗 5 6、抵抗 3 9 b、および N P N 形トランジスタ 5 7 から構成されている。C S 端子制御回路 3 7 は、N P

N形トランジスタ53と抵抗52から構成されている。以下、PNP形トランジスタやNPN形トランジスタは、単にトランジスタと言うことにする。

【0179】

信号レベル判定回路15におけるトランジスタ47のエミッタとトランジスタ48のエミッタとが相互に接続され、それらのエミッタとコンデンサ33間に抵抗49が接続され、フォトトランジスタ20bのエミッタと電流検出用抵抗34との接続点にトランジスタ47のベースが接続されている。

【0180】

また、コンデンサ33の両端間の電圧を、抵抗50と抵抗51の直列接続による抵抗で分割することにより作成される基準電圧の発生点（抵抗50と抵抗51の接続点）と、トランジスタ48のベースとが接続されている。また、トランジスタ47のコレクタがFA5511のIC38のFB端子②に接続され、トランジスタ48のコレクタがCS端子制御回路37の構成要素であるトランジスタ53のベースに接続されている。

【0181】

このように構成された信号レベル判定回路15は、本スイッチング電源装置の定常動作状態において下記のように動作を行う。

【0182】

前述したように、コンデンサ33の充電電圧が安定化されており、この充電電圧を抵抗50と抵抗51により分割し作成した電圧を基準電圧として使用し、この基準電圧をE_bとする。フォトトランジスタ20bと電流検出用抵抗34との接続点には、概略、出力電圧検出回路9から出力されるフィードバック信号の信号レベルに比例した電圧が発生し、この電圧が基準電圧E_bよりも低い時、トランジスタ47がオンで、トランジスタ48がオフになり、トランジスタ47のコレクタに下記の式（1）に示す電流I_aが流れる。

【0183】

$$I_a = (E_a - E_e - V_a) / R_d \quad \dots \quad (1)$$

【0184】

上記式（1）において、E_aはコンデンサ33の充電電圧、E_eはフォトトラ

ンジスタ 2 0 b と検出抵抗 3 4 との接続点の電圧（トランジスタ 4 7 のベース電圧）、 V_a はトランジスタ 4 7 のベースとエミッタ間の順方向電圧、 R_d は抵抗 4 9 の抵抗値を示す。

【 0 1 8 5 】

したがって、フォトトランジスタ 2 0 b に流れる電流が増加すると、 $IC38$ の FB 端子②に供給する電流を少なくし、逆に、フォトトランジスタ 2 0 b に流れる電流が減少すると、 FB 端子②に供給する電流を増加させることができる。また、フォトトランジスタ 2 0 b の電流が前記よりも更に増加すると、フォトトランジスタ 2 0 b と抵抗 3 4 との接続点の電圧が前記基準電圧 E_b よりも高くなり、トランジスタ 4 7 がオフ、トランジスタ 4 8 がオンとなり、トランジスタ 4 8 のコレクタから CS 端子制御回路 3 7 に電流が供給される。

【 0 1 8 6 】

次に、 CS 端子制御回路 3 7 について説明する。 $FA5511$ の $IC38$ の CS 端子⑧にトランジスタ 5 3 のコレクタが接続され、更に、そのトランジスタ 5 3 のエミッタが負極性電源供給ライン 2 に、そのベースが信号レベル判定回路 1 5 の出力端にそれぞれ接続されている。

【 0 1 8 7 】

したがって、信号レベル判定回路 1 5 から電流が供給されると、トランジスタ 5 3 がオンし、 $IC38$ の CS 端子⑧をローレベルに下げることができる。

【 0 1 8 8 】

なお、 $IC38$ の CS 端子⑧とコンデンサ 4 1 間に接続されているダイオード 5 8 は、 $IC38$ の端子⑧の電圧のレベル変化を速くし、バースト発振動作状態における発振動作と休止動作との間の切り換えスピードを速める作用を行う。

【 0 1 8 9 】

このダイオード 5 8 が挿入されていない場合、即ち、 $IC38$ の CS 端子⑧とコンデンサ 4 1 間を直接接続した場合、トランジスタ 5 3 がオンした時、コンデンサ 4 1 の充電電荷を抜き取るまで CS 端子⑧がローレベルに降下しないため、スイッチング動作停止に至る時間が遅れ、逆に、トランジスタ 5 3 がオフした時コンデンサ 4 1 が動作制御回路 1 0 2 から供給される電流により、 $OSC106$

の発振信号の下限電圧レベル以上に充電されるまで時間を要し、この分、スイッチング動作再開に至る時間が遅れ、バーストスイッチング動作状態において、スイッチング動作の休止期間中に本スイッチング電源装置の負荷電流が急峻に増加した時、出力電圧の降下量が増加すると言う現象が発生する。

【 0 1 9 0 】

なお、スイッチング動作の停止または再開に至る時間の遅れによる影響を問題としない用途の場合には、ダイオード 5 8 は挿入する必要がない。

【 0 1 9 1 】

次に、起動補正回路 3 5 について説明する。この起動補正回路 3 5 において、ツェナーダイオード 5 4 のツェナー電圧は、前述したようにコンデンサ 3 3 の充電電圧が上昇して所定値を超えた時、トランジスタ 5 7 をオンさせるために設定される前記所定値の電圧である。したがって、コンデンサ 3 3 の充電電圧が前記ツェナー電圧（所定値）よりも上昇した時、コンデンサ 3 3 からツェナーダイオード 5 4 と抵抗 5 5 を介してトランジスタ 5 7 にベース電流が供給され、これにより、トランジスタ 5 7 がオンし、抵抗 3 9 b が抵抗 3 9 a に並列接続され、I C 3 8 の F B 端子②の電圧を降下させる。

【 0 1 9 2 】

本実施形態のスイッチング電源装置によれば、信号レベル判定回路 1 5 は、スイッチング制御手段としての I C 3 8 の動作電源供給ライン上に設けられた C S 端子制御回路 3 7 のオン／オフの繰り返しを行うことにより、バーストスイッチング制御が可能となり、バーストスイッチング制御における主スイッチング素子 5 のスイッチング動作休止期間中は、I C 3 8 の主要回路部分、即ち O S C 1 0 6, P W M 論理回路 1 0 5、F B 端子②および出力バッファ 1 0 5 への動作電源の供給も停止するので、スイッチング動作休止期間中での電力損失を低減し、装置全体の消費電力の削減を図ることができる。

【 0 1 9 3 】

また、起動補正回路 3 5 の動作により、本電源装置の立ち上げ動作状態から定常動作に移るタイミングにおいて、第 1 の抵抗 3 9 a に第 2 の抵抗 3 9 b が並列接続され、I C 3 8 の F B 端子②と負極性電源供給ライン 2 間の抵抗値が下げ

られ、これにより、F B 端子②の電位が下がり、定常動作状態における本電源装置の出力電圧安定化制御を確実なものにする。

【 0 1 9 4 】

また、信号レベル判定回路 1 5、起動補正回路 3 5、および C S 端子制御回路 3 7 は簡単な回路で実現でき、また、スイッチング制御回路は F A 5 5 1 1 の I C 3 8 で実現できるので、回路基板のスペースを小さくでき、これにより、本スイッチング電源装置は小型化ができ、低コストで提供することができる。

【 0 1 9 5 】

また、スイッチング制御回路（I C 3 8）と主スイッチング素子 5 は分離されているので、主スイッチング素子を、スイッチング制御回路などを含む同一パッケージ（同一ウェハー）に一体形成された場合に比べ、主スイッチング素子のオン抵抗の低いものを採用することができ、これにより、重負荷状態での動作時の電力変換効率の低下を防止することができる。なお、主スイッチング素子を同一パッケージに形成する場合、現行の技術では主スイッチング素子のオン抵抗が高くなる。

【 0 1 9 6 】

（第 6 の実施形態）

図 1 0 は、本発明の第 6 の実施形態（請求項 1 0 ～ 1 4 に対応）に係るスイッチング電源装置の回路図である。図 1 0 において、図 9 に示す構成要素に対応するものには同一の番号を付し、その説明を省略する。

【 0 1 9 7 】

図 9 に示す前記実施形態のスイッチング電源装置では、バーストスイッチング動作状態において、このスイッチング動作休止期間およびスイッチング動作期間は前述したように出力電圧制御系の制御遅れに依存するのに対して、図 1 0 に示す本実施形態のスイッチング電源装置では、信号レベル判定回路 1 5 a の内部に備えられた比較用基準電源をスイッチング動作休止期間とスイッチング動作期間との間で変化させ、この変化幅の設定次第により、スイッチング動作休止期間とスイッチング動作期間とを長く、且つ調整できるようにしたものである。

【 0 1 9 8 】

本実施形態では、そのような比較用基準電源の設定を行うため、図 9 に示す信号レベル判定回路 1 5 内の抵抗 5 0 と抵抗 5 1 との直列接続による電圧分割回路の抵抗 5 1 を、図 1 0 に示す信号レベル判定回路 1 5 a のように抵抗 5 1 a と抵抗 5 1 b とに分割し、これらの抵抗 5 1 a, 5 1 b の接続点を、ダイオード 5 9 を介して IC 3 8 の CS 端子⑧に接続している。

【 0 1 9 9 】

図 1 0 において、本スイッチング電源装置が定常動作状態にてスイッチング動作期間中の時、IC 3 8 の CS 端子⑧はハイレベルであり、CS 端子⑧から抵抗 5 1 a と抵抗 5 1 b との接続点への電流の流れはダイオード 5 9 により阻止されるため、トランジスタ 4 8 のベース電圧（比較用基準電源）E_{sa}は、概略下記の式（2）に示すように設定される。

【 0 2 0 0 】

$$E_{sa} = \{ (R_a + R_b) \times E_c \} / (R_o + R_a + R_b) \quad \dots \quad (2)$$

【 0 2 0 1 】

上記式（2）において、R_aは抵抗 5 1 a の抵抗値、R_bは抵抗 5 1 b の抵抗値、R_oは抵抗 5 0 の抵抗値、E_cはコンデンサ 3 3 の充電電圧を示す。

【 0 2 0 2 】

また、本スイッチング電源装置のバーストスイッチング動作状態において、スイッチング動作休止期間中の時、トランジスタ 5 3 がオンであり、抵抗 5 1 b が短絡されるため、トランジスタ 4 8 のベース電圧（比較用基準電源）E_{sb}は概略下記の式（3）に示すように設定される。

【 0 2 0 3 】

$$E_{sb} = (R_a \times E_c) / (R_o + R_a) \quad \dots \quad (3)$$

【 0 2 0 4 】

したがって、E_{sa} > E_{sb}の関係が成立し、また、抵抗 5 0 と抵抗 5 1 a と抵抗 5 1 b の各抵抗値の設定次第により、E_{sa} - E_{sb}の値を自在に設定できる。

【 0 2 0 5 】

本スイッチング電源装置のスイッチング動作中において、例えば、負荷電流が減少する等の事情により、出力電圧が上昇すると、トランジスタ 4 7 のベース電

圧が上昇し前記電圧 E_{sa} よりも高くなると、前述したようにトランジスタ 4 8 からトランジスタ 5 3 のベースに電流が供給され、トランジスタ 5 3 がオンし、本スイッチング電源装置のスイッチング動作が休止する。

【 0 2 0 6 】

この結果、本スイッチング電源装置の出力電圧が降下を開始し、トランジスタ 4 7 のベース電圧が前記電圧 E_{sb} 以下に降下すると、トランジスタ 4 8 がオフし、IC 3 8 の CS 端子⑧がハイレベルとなり、本スイッチング電源装置はスイッチング動作を再開し、この結果、本スイッチング電源装置の出力電圧が上昇し、トランジスタ 4 7 のベース電圧が電圧 E_{sa} よりも高くなると、スイッチング動作を休止するという動作を繰り返す。

【 0 2 0 7 】

したがって、図 1 0 に示す信号レベル判定回路 1 5 a を採用したスイッチング電源装置は、下記のような動作特性を示す。

【 0 2 0 8 】

図 9 に示す信号レベル判定回路 1 5 は比較用基準電源の電圧値が固定のため、この信号レベル判定回路 1 5 を採用したスイッチング電源装置は、バーストスイッチング動作状態において、スイッチング動作期間およびスイッチング動作休止期間の長さは、出力電圧制御系の制御の遅延特性に依存するのに対して、図 1 0 に示す信号レベル判定回路 1 5 a を採用したスイッチング電源装置は、スイッチング動作期間およびスイッチング動作休止期間の長さが信号レベル判定回路 1 5 を採用したスイッチング電源装置よりも長くなり、その長さも前記 $E_{sa} - E_{sb}$ の値の設定次第により自在に設定できる。

【 0 2 0 9 】

また、図 9 に示す信号レベル判定回路 1 5 を採用したスイッチング電源装置はバーストスイッチング動作状態において、出力電圧変動幅（出力電圧のリップル）が出力電圧制御系の制御の遅延特性により決定される最小値に設定されるのに対して、図 1 0 に示す信号レベル判定回路 1 5 a を採用したスイッチング電源装置は、出力電圧変動幅が信号レベル判定回路 1 5 を採用したスイッチング電源装置よりも大きくなり、その大きさも前記 $E_{sa} - E_{sb}$ の値の設定次第により自在に

設定できる。

【 0 2 1 0 】

なお、出力電圧変動幅（出力電圧のリップル）を大きくすると、バーストスイッチング動作状態における損失電力を少なくできるという長所が発生する。

【 0 2 1 1 】

即ち、信号レベル判定回路 1 5 を採用したスイッチング電源装置は、スイッチング動作休止状態から少力でフィードバック信号の信号レベルが降下すると、スイッチング動作を開始し、この開始タイミング時における I C 3 8 の F B 端子②の電圧上昇値が少なく、I C 3 8 の出力端子⑤から出力される駆動信号のデューティが小さい（ハイレベル期間が短い）。

【 0 2 1 2 】

これに対して、信号レベル判定回路 1 5 a を採用したスイッチング電源装置はスイッチング動作休止状態からフィードバック信号の信号レベルが電圧 E sb のレベルまで降下するまでスイッチング動作を開始しないため、この開始タイミングにおける I C 3 8 の F B 端子②の電圧上昇値が大きく、出力端子⑤から出力される駆動信号のデューティが大きくなる（ハイレベル期間が短くなる）。

【 0 2 1 3 】

したがって、スイッチング動作開始時点において、顕著に 1 スwitchング周期にトランス 3 の二次巻線 6 からダイオード 7 を介して供給される電流が大きくなり、長いスパンで観測した場合のスイッチング回数が、信号レベル判定回路 1 5 を採用したスイッチング電源装置に比べて少なくなり、この分、電力損失を節減できる。

【 0 2 1 4 】

したがって、バーストスイッチング動作状態における出力電圧の変動幅の許容値が最小であることを求められる用途には、図 9 に示す信号レベル判定回路 1 5 を採用し、また、消費電力の節電を重視される用途には、図 1 0 に示す信号レベル判定回路 1 5 a を採用する。なお、信号レベル判定回路 1 5 a を採用した場合においては、前述したように出力電圧の設定幅を、各用途により要求される許容値未満に、かつ消費電力の少ない最適値に設定することができる。

【 0 2 1 5 】

なお、信号レベル判定回路 1 5 a を採用したスイッチング電源装置の重負荷状態においては、そのスイッチング電源装置の出力電圧が低下傾向となることからトランジスタ 4 7 のベース電圧が電圧 E_{sa} よりも低いため、連続スイッチングの動作を行うことになる。

【 0 2 1 6 】

本実施形態のスイッチング電源装置によれば、信号レベル判定回路 1 5 a は、スイッチング制御手段としての I C 3 8 の動作電源供給ライン上に設けられた C S 端子制御回路 3 7 のオン／オフの繰り返しを行うことにより、バーストスイッチング制御が可能となり、バーストスイッチング制御における主スイッチング素子 5 のスイッチング動作休止期間中は、I C 3 8 への動作電源の供給も停止するので、スイッチング動作休止期間中での電力損失を低減し、装置全体の消費電力の削減を図ることができる。

【 0 2 1 7 】

また、起動補正回路 3 5 の動作により、本電源装置の立ち上げ動作状態から定常動作に遷移するタイミングにおいて、第 1 の抵抗 3 9 a に第 2 の抵抗 3 9 b が並列接続され、I C 3 8 の F B 端子②と負極性電源供給ライン 2 間の抵抗値が下げられ、これにより、F B 端子②の電位が下がり、定常動作状態における本電源装置の出力電圧安定化制御を確実なものにする。

【 0 2 1 8 】

また、信号レベル判定回路 1 5 a、起動補正回路 3 5、および C S 端子制御回路 3 7 は簡単な回路で実現でき、また、スイッチング制御回路は F A 5 5 1 1 の I C 3 8 で実現できるので、回路基板のスペースを小さくでき、これにより、本スイッチング電源装置は小型化ができ、低コストで提供することができる。

【 0 2 1 9 】

また、スイッチング制御回路 (I C 3 8) と主スイッチング素子 5 は分離されているので、主スイッチング素子を、スイッチング制御回路などを含む同一パッケージ (同一ウェハー) に一体形成された場合に比べ、主スイッチング素子のオン抵抗の低いものを採用することができ、これにより、重負荷状態での動作時の

電力変換効率の低下を防止することができる。なお、主スイッチング素子を同一パッケージに形成する場合、現行の技術では主スイッチング素子のオン抵抗が高くなる。

【 0 2 2 0 】

(第 7 の実施形態)

図 1 1 は、本発明の第 7 の実施形態（請求項 1 5 に対応）に係るスイッチング電源装置の回路図である。図 1 1 において、図 4 に示す構成要素に対応するものには同一の番号を付し、その説明を省略する。

【 0 2 2 1 】

図 4 に示す前記実施形態のスイッチング電源装置では、フィードバック信号がフォトトランジスタ 2 0 b から信号レベル判定回路 1 5 を経由し、尚且つ前述したように信号レベルの増減が反転された後、I C 3 8 の F B 端子②に供給されていたが、図 1 1 に示す本実施形態のスイッチング電源装置では、フォトトランジスタ 2 0 b からフィードバック信号が抵抗 3 4 および電流調整回路 6 0 を経由して I C 3 8 の F B 端子②に供給される。また、本実施形態では起動補正回路が省略されているが、この理由は後述する。

【 0 2 2 2 】

電流調整回路 6 0 は、フォトトランジスタ 2 0 b と抵抗 3 4 との接続点の電圧値に比例した電流を I C 3 8 の F B 端子②から吸収する。したがって、本スイッチング電源装置の出力電圧が例えば所定値よりも高い時、出力電圧検出回路 9 はフォトトランジスタ 2 0 b と抵抗 3 4 との接続点の電圧を上昇させ、電流調整回路 6 0 はこの電圧の上昇に応じて I C 3 8 の F B 端子②から吸収する電流を増加させるため F B 端子②の電圧が下降する。

【 0 2 2 3 】

この電圧の降下に伴い、I C 3 8 内の P W M 論理回路 1 0 5（図 6 参照）は、I C 3 8 の出力端子⑤から主スイッチング素子 5 にハイレベル期間の短い駆動信号を送出し、この結果、トランス 3 の二次巻線 6 からダイオード 7 を介して供給される電流が減少するため、出力電圧を下げるように制御がかかる。

【 0 2 2 4 】

また、本スイッチング電源装置の出力電圧が例えば所定値よりも低い場合は、出力電圧検出回路 9 はフォトランジスタ 2 0 b と抵抗 3 4 との接続点の電圧を下降させ、電流調整回路 6 0 はこの電圧の下降に応じて I C 3 8 の F B 端子②から吸収する電流を減少させるため、F B 端子②の電圧が上昇する。

【 0 2 2 5 】

この電圧の上昇に伴い、I C 3 8 内の P W M 論理回路 1 0 5 (図 6 参照) は、I C 3 8 の出力端子⑤から主スイッチング素子 5 にハイレベル期間の長い駆動信号を送出し、この結果、トランス 3 の二次巻線 6 からダイオード 7 を介して供給される電流が増加するため、出力電圧を上げるように制御がかかる。

【 0 2 2 6 】

図 1 1 に示す本実施形態によるスイッチング電源装置のバーストスイッチング制御論理は、図 4 に示す前記実施形態によるスイッチング電源装置のバーストスイッチング制御論理と同じである。

【 0 2 2 7 】

本実施形態によるスイッチング電源装置は、立ち上げ時、F A 5 5 1 1 (I C 3 8) を一般的に用いた回路 (図 5 参照) と同様に立ち上がるので、前記起動補正回路を省略することができる。

【 0 2 2 8 】

即ち、図 7 に示すタイミング t 1 で、コンデンサ 3 3 の充電電圧は零ボルトであり、フォトランジスタ 2 0 b と抵抗 3 4 との接続点の電圧も零ボルトであり、電流調整回路 6 0 は、I C 3 8 の F B 端子②から電流を吸収しないため、F B 端子②の電圧は 5 V レギュレータ 1 0 3 (図 6 参照) の出力電圧と同一レベルとなる。

【 0 2 2 9 】

この後、本スイッチング電源装置の出力電圧およびコンデンサ 3 3 の充電電圧が上昇し、タイミング t 3 で本スイッチング電源装置の出力電圧が抵抗 2 3 と抵抗 2 4 とにより設定される所定の設定電圧付近に到達すると、フォトランジスタ 2 0 b に電流が流れることにより、フォトランジスタ 2 0 b と抵抗 3 4 との接続点の電圧が上昇し、I C 3 8 の F B 端子②が下降を開始し、F B 端子②の電

圧を参照した定常出力電圧安定化制御操作に入る。また、タイミング t_3 までの期間、IC 38 の出力端子⑤から出力される駆動信号のデューティは、CS 端子⑧の電圧レベルにより制御される。

【 0 2 3 0 】

以上の動作は、図 4 のスイッチング電源装置にて説明した FA 5 5 1 1 を採用した一般的な回路の立ち上げ動作と同じであり、図 1 1 のスイッチング電源装置では起動補正回路が不要となる。

【 0 2 3 1 】

このように図 1 1 に示すスイッチング電源装置は、起動補正回路が不要となり構成がその分、簡略化されるが、後述する第 8 の実施形態に記載するように、電流調整回路 6 0 に採用する半導体等の各部品の特性が温度ドリフトする影響を受け、バーストスイッチングのモードから通常の連続スイッチングのモードに切り換える負荷電流設定値、および通常の連続スイッチングのモードからバーストスイッチングのモードに切り換える負荷電流設定値が変動するという欠点がある。したがって、図 1 1 に示すスイッチング電源装置は、負荷電流設定値の変動が許容できる用途に、適用することができる。

【 0 2 3 2 】

本実施形態のスイッチング電源装置によれば、信号レベル判定回路 1 5 は、CS 端子制御回路にオン／オフ動作を繰り返し行わさせることにより、バーストスイッチング制御が可能となり、バーストスイッチング制御における主スイッチング素子 5 のスイッチング動作休止期間中は、IC 3 8 の主要回路部分、即ち OSC 1 0 6、PWM 論理回路 1 0 5、FB 端子②および出力バッファ 1 0 5 への動作電源の供給も停止するので、スイッチング動作休止期間中での電力損失を低減し、装置全体の消費電力の削減を図ることができる。

【 0 2 3 3 】

また、スイッチング電源装置の立ち上げ時、電流調整回路 6 0 の動作により、IC 3 8 の FB 端子②の電流が調整され、これにより、前記 PWM 制御 IC は、前記主スイッチング素子を大きいオンデューティにてスイッチング動作させ、立ち上げ時間を短縮する。

【 0 2 3 4 】

また、スイッチング制御回路（IC 3 8）と主スイッチング素子 5 は分離されているので、主スイッチング素子を、スイッチング制御回路などを含む同一パッケージ（同一ウェハー）に一体形成された場合に比べ、主スイッチング素子のオン抵抗の低いものを採用することができ、これにより、重負荷状態での動作時の電力変換効率の低下を防止することができる。

【 0 2 3 5 】

（第 8 の実施形態）

図 1 2 は、本発明の第 8 の実施形態（請求項 1 6 に対応）に係るスイッチング電源装置の回路図である。図 1 2 において、図 1 0 および図 1 1 に示す構成要素に対応するものには同一の番号を付し、その説明を省略する。

【 0 2 3 6 】

図 1 2 において、電流調整回路 6 0 はトランジスタ 7 0 と抵抗 7 2 とから構成されている。トランジスタ 7 0 のコレクタは IC 3 8 の FB 端子②に接続され、そのベースは抵抗 3 4 と抵抗 7 1 との接続点に接続され、そのエミッタは抵抗 7 2 を介して負極性電源供給ライン 2 に接続されている。

【 0 2 3 7 】

本スイッチング電源装置の通常の連続スイッチング動作状態において、IC 3 8 の FB 端子②の電圧 E_f は、概略、下記の式（4）により決定される。

【 0 2 3 8 】

$$E_f = E_r - (E_a - V_b) \times R_e / R_c - V_f \quad \dots \quad (4)$$

【 0 2 3 9 】

上記式（4）において、 E_r は FA 5 5 1 1 の IC 3 8 内部の 5 V レギュレータ 1 0 3（図 6 参照）の出力電圧、 E_a は抵抗 7 1 と抵抗 3 4 との接続点の電圧、 V_b はトランジスタ 7 0 のベース・エミッタ間の順方向電圧、 R_e は IC 3 8 内部のプルアップ抵抗 1 0 8（図 6 参照）の抵抗値、 R_c は抵抗 7 2 の抵抗値、 V_f は IC 3 8 内部のダイオード 1 0 7（図 6 参照）の順方向降下電圧を示す。

【 0 2 4 0 】

上記式（4）から分かるように電圧 E_f にトランジスタ 7 0 のベース・エミッ

タ間の順方向電圧が関与している。一般にトランジスタのベース・エミッタ間の順方向電圧は、温度により変化する特性があり、トランジスタ 4 7 のベース電圧が安定していても、動作環境温度の変化により、トランジスタ 7 0 の順方向電圧が変化し、これにより I C 3 8 の F B 端子②の電圧が変化する。

【 0 2 4 1 】

また、本スイッチング電源装置が連続的にスイッチングしている状態において前述したように本スイッチング電源装置の出力電圧の変動に応じて、I C 3 8 の F B 端子②の電圧レベルを変化させ、出力電圧の安定化を行っているが、出力電圧が負荷の変動に依存する特性があることから、負荷電流の変化に応じて F B 端子②の電圧レベルを変化させて出力電圧の安定化を行っていることにもなる。したがって F B 端子②の電圧値が、本スイッチング電源装置の負荷電流を代表していることになる。

【 0 2 4 2 】

本スイッチング電源装置は、前述したように連続スイッチング動作状態から漸次負荷電流を降下すると、トランジスタ 4 7 のベース電圧が上昇し、トランジスタ 4 8 のベース電圧（比較基準電圧）よりも高くなるとトランジスタ 5 3 がオンし、バーストスイッチングの動作状態に切り換わるが、この切り換わりタイミングにおける I C 3 8 の F B 端子②の電圧が、本スイッチング電源装置の使用環境温度により変化するということは、この切り換わりタイミングにおける負荷電流値が、本スイッチング電源装置の使用環境温度により変化するという好ましくない現象が発生する。

【 0 2 4 3 】

本スイッチング電源装置に接続される機器にもよるが、切り換わりタイミングにおける負荷電流値の管理基準を正確な値に要求する場合があります、このような場合、このスイッチング電源装置の回路はあまり適切ではないが、それほど正確さを要求されない用途には、この回路が比較的簡単な構成で実現するので、このスイッチング電源装置の回路は適していることになる。

【 0 2 4 4 】

なお、前述した図 4、図 9、および図 1 0 に示す回路は、電流調整回路 6 0 を

設けていなく、負荷電流値の変動要因の除去が行われているため、比較的正確に動作モード切り換わり時の負荷電流値を正確に管理できるが、起動補正回路 3 5 の追加が必要となる分、多少構成が複雑になる。

【 0 2 4 5 】

本実施形態のスイッチング電源装置によれば、信号レベル判定回路 1 5 は、スイッチング制御手段としての I C 3 8 の動作電源供給ライン上に設けられた C S 端子制御回路 3 7 のオン／オフの繰り返しを行うことにより、バーストスイッチング制御が可能となり、バーストスイッチング制御における主スイッチング素子 5 のスイッチング動作休止期間中は、I C 3 8 の主要回路部分、即ち O S C 1 0 6 , P W M 論理回路 1 0 5 、 F B 端子②および出力バッファ 1 0 5 への動作電源の供給も停止するので、スイッチング動作休止期間中での電力損失を低減し、装置全体の消費電力の削減を図ることができる。

【 0 2 4 6 】

また、スイッチング電源装置の立ち上げ時、電流調整回路 6 0 の動作により、I C 3 8 の F B 端子②の電流が調整され、これにより、前記 P W M 制御 I C は、前記主スイッチング素子を大きいオンデューティにてスイッチング動作させ、立ち上げ時間を短縮する。

【 0 2 4 7 】

また、信号レベル判定回路 1 5 、電流調整回路 6 0 、および C S 端子制御回路 3 7 は簡単な回路で実現でき、また、スイッチング制御回路は F A 5 5 1 1 の I C 3 8 で実現できるので、回路基板のスペースを小さくでき、これにより、本スイッチング電源装置は小型化ができ、低コストで提供することができる。

【 0 2 4 8 】

また、スイッチング制御回路 (I C 3 8) と主スイッチング素子 5 は分離されているので、主スイッチング素子を、スイッチング制御回路などを含む同一パッケージ (同一ウェハー) に一体形成された場合に比べ、主スイッチング素子のオン抵抗の低いものを採用することができ、これにより、重負荷状態での動作時の電力変換効率の低下を防止することができる。

【 0 2 4 9 】

(第 9 の実施形態)

図 1 3 は本発明の第 9 の実施形態（請求項 2 1 に対応）に係るスイッチング電源装置の回路図である。図 1 3 において、図 1 2 に示す構成要素に対応するものには同一の番号を付し、その説明を省略する。

【 0 2 5 0 】

図 1 3 に示す回路は、図 1 2 に示す回路に対して抵抗 7 1 に、直列にトランジスタ 7 0 と同一特性のトランジスタ 7 7 が追加接続されている。このトランジスタ 7 7 により、図 1 3 に示す回路は温度ドリフトによる影響を軽減することができる。即ち、例えば、本スイッチング電源装置の使用環境温度が上昇し、トランジスタ 7 0 のベース・エミッタ間の順方向電圧が低下すると同時に、トランジスタ 7 7 のベース・エミッタ間の順方向電圧も低下することにより、トランジスタ 7 0 のベース電圧が下降し、I C 3 8 の F B 端子②の電圧変動を抑制する。

【 0 2 5 1 】

本実施形態のスイッチング電源装置によれば、信号レベル判定回路 1 5 は、スイッチング制御手段としての I C 3 8 の動作電源供給ライン上に設けられた C S 端子制御回路 3 7 のオン／オフの繰り返しを行うことにより、バーストスイッチング制御が可能となり、バーストスイッチング制御における主スイッチング素子 5 のスイッチング動作休止期間中は、I C 3 8 への動作電源の供給も停止するので、スイッチング動作休止期間中での電力損失を低減し、装置全体の消費電力の削減を図ることができる。

【 0 2 5 2 】

また、スイッチング電源装置の立ち上げ時、電流調整回路 6 0 の動作により、I C 3 8 の F B 端子②の電流が調整され、これにより、前記 P W M 制御 I C は、前記主スイッチング素子を大きいオンデューティにてスイッチング動作させ、立ち上げ時間を短縮する。

【 0 2 5 3 】

また、信号レベル判定回路 1 5、電流調整回路 6 0、および C S 端子制御回路 3 7 は簡単な回路で実現でき、また、スイッチング制御回路は F A 5 5 1 1 の I C 3 8 で実現できるので、回路基板のスペースを小さくでき、これにより、本ス

スイッチング電源装置は小型化ができ、低コストで提供することができる。

【 0 2 5 4 】

また、スイッチング制御回路（I C 3 8）と主スイッチング素子 5 は分離されているので、主スイッチング素子を、スイッチング制御回路などを含む同一パッケージ（同一ウェハー）に一体形成された場合に比べ、主スイッチング素子のオン抵抗の低いものを採用することができ、これにより、重負荷状態での動作時の電力変換効率の低下を防止することができる。

【 0 2 5 5 】

（第 1 0 の実施形態）

図 1 4 は第 1 0 の実施形態（請求項 2 0 に対応）に係るスイッチング電源装置の回路図である。図 1 4 において、図 1 1 に示す構成要素に対応するものには同一の番号を付し、その説明を省略する。

【 0 2 5 6 】

図 1 4 に示す回路は、図 1 1 に示す回路に対して I C 3 8 の端子⑦と F B 端子②間にコンデンサ 7 5 が追加されている。また、図 1 4 に示す回路は、主として連続スイッチング状態における出力安定化制御系の位相補正のため、抵抗 7 3 とコンデンサ 7 4 との直列回路が I C 3 8 の F B 端子②と負極性電源供給ライン 2 間に追加接続されることがある。

【 0 2 5 7 】

ところが、コンデンサ 7 4 と抵抗 7 3 の追加により、バーストスイッチング動作中の動作に下記のような好ましくない現象が発生する。

【 0 2 5 8 】

本スイッチング電源装置がバーストスイッチング動作状態において、そのスイッチング動作休止期間中、前述したように 5 V レギュレータ 1 0 3 （図 6 参照）の出力電圧が零ボルトになるため、I C 3 8 の F B 端子②の電圧が降下する。この後、前述したようにスイッチング動作期間に入るタイミングで 5 V レギュレータ 1 0 3 の出力電圧が立ち上がり、コンデンサ 7 4 にダイオード 1 0 7 （図 6 参照）および抵抗 1 0 8 （図 6 参照）を介して電流が流入し、I C 3 8 の F B 端子②が O S C 1 0 6 の出力信号下限値のレベルに到達するまで多少の時間を必要と

し、この時間分、スイッチング動作開始の遅れが発生する。

【 0 2 5 9 】

例えば、本スイッチング電源装置がバーストスイッチング動作状態において、スイッチング動作休止期間中に負荷電流が急峻に増加した場合、本スイッチング電源装置の出力電圧の降下を、信号レベル判定回路 1 5 がフィードバック信号のレベル低下で検出し、5 Vレギュレータ 1 0 3（図 6 参照）の出力電圧を俊敏に立ち上げても、前述したようにスイッチング動作の開始が遅れると、この遅れ時間の間、本スイッチング電源装置の出力電圧の降下が更に進行するという欠点が発生する。

【 0 2 6 0 】

つまり、バーストスイッチング動作状態において、負荷が急峻に増加したときバーストスイッチング動作制御系の動作遅れにより、本スイッチング電源装置の出力電圧の降下量が増加する。したがって、バーストスイッチング制御系の制御速度を可能な限り速くすることが望ましい。

【 0 2 6 1 】

ところで、5 Vレギュレータ 1 0 3（図 6 参照）の出力立ち上がり時に、電流を、コンデンサ 7 5 を介してコンデンサ 7 4 に供給することにより、バーストスイッチング動作制御系の動作遅れを解消することができる。また、コンデンサ 7 5 をバーストスイッチング動作制御系の動作遅れ時間の解消に必要な容量値以上に大きくすると、図 1 0 に示す実施形態で述べた効果と同様な効果が得られる。

【 0 2 6 2 】

即ち、コンデンサ 7 5 の容量を大きくすると、バーストスイッチング動作状態において、スイッチング動作開始のタイミングで I C 3 8 の F B 端子②の電圧がフィードバック信号のレベルに対応した値以上に高くなり、I C 3 8 の出力端子⑤からデューティの大きい駆動信号が主スイッチング素子 5 に供給されることになり、図 1 0 に示す実施形態で述べた同様な理由により、図 1 4 に示す実施形態のスイッチング電源装置はバーストスイッチング動作中の電力損失の節減を図ることができる。

【 0 2 6 3 】

但し、図 1 4 に示す実施形態のスイッチング電源装置において、バーストスイッチング動作中の電力損失の節減を図る手法は、図 1 0 に示す実施形態のスイッチング電源装置に比べて、追加されたコンデンサ 7 5 の容量値の設定が難しく、多少確実性に欠けるという欠点がある。つまり、図 1 4 に示す実施形態のスイッチング電源装置は、コンデンサ 7 5 の追加が出力電圧安定化制御系の位相補正に影響を与えるからであり、コンデンサ 7 5 を追加した状態において所望位相補正を満足する場合に限り採用できる。

【 0 2 6 4 】

なお、このコンデンサ 7 5 の追加は、図 4 に示す実施形態のスイッチング電源装置、図 1 6 に示す実施形態のスイッチング電源装置、図 1 9 に示す実施形態のスイッチング電源装置にコンデンサ 7 4 および抵抗 7 5 を追加した場合においても有効である。

【 0 2 6 5 】

本実施形態のスイッチング電源装置によれば、信号レベル判定回路 1 5 は、スイッチング制御手段としての I C 3 8 の動作電源供給ライン上に設けられた C S 端子制御回路 3 7 のオン／オフの繰り返しを行うことにより、バーストスイッチング制御が可能となり、バーストスイッチング制御における主スイッチング素子 5 のスイッチング動作休止期間中は、I C 3 8 の主要回路部分、即ち O S C 1 0 6, P W M 論理回路 1 0 5、F B 端子②および出力バッファ 1 0 5 への動作電源の供給も停止するので、スイッチング動作休止期間中での電力損失を低減し、装置全体の消費電力の削減を図ることができる。

【 0 2 6 6 】

また、スイッチング電源装置の立ち上げ時、電流調整回路 6 0 の動作により、I C 3 8 の F B 端子②の電流が調整され、これにより、前記 P W M 制御 I C は、前記主スイッチング素子を大きいオンデューティにてスイッチング動作させ、立ち上げ時間を短縮する。

【 0 2 6 7 】

また、スイッチング制御回路（I C 3 8）と主スイッチング素子 5 は分離されているので、主スイッチング素子を、スイッチング制御回路などを含む同一パッ

ケージ（同一ウェハー）に一体形成された場合に比べ、主スイッチング素子のオン抵抗の低いものを採用することができ、これにより、重負荷状態での動作時の電力変換効率の低下を防止することができる。

【 0 2 6 8 】

（第 1 1 の実施形態）

図 1 5 は本発明の第 1 1 の実施形態（請求項 2 0 に対応）に係るスイッチング電源装置の回路図である。図 1 5 において、図 1 4 に示す構成要素に対応するものには同一の番号を付し、その説明を省略する。

【 0 2 6 9 】

図 1 5 に示す実施形態のスイッチング電源装置は、図 1 4 に示す実施形態のスイッチング電源装置におけるコンデンサ 7 4 と抵抗 7 3 より成る位相補正回路を図 1 5 に示すコンデンサ 7 5 と抵抗 7 6 より成る直列回路とコンデンサ 7 8 と抵抗 7 9 より成る直列回路とに置き換えたものである。そして、これらのコンデンサ 7 5、7 8 の容量値と抵抗 7 6、7 9 の抵抗値を、下記の式（5）および式（6）を満足させる値に設定することにより、バーストスイッチング動作状態において、位相補正回路の影響を完全に除去し、尚且つ連続スイッチング状態において、所望の位相補正を実現する。

【 0 2 7 0 】

$$C a \times R m = C b \times R n \quad \cdots \quad (5)$$

$$E d = E r \times C a / (C a + C b) \quad \cdots \quad (6)$$

【 0 2 7 1 】

前記式（5）、式（6）において、C a はコンデンサ 7 5 の容量値、C b はコンデンサ 7 8 の容量値、R m は抵抗 7 6 の抵抗値、R n は抵抗 7 9 の抵抗値、E r は 5 V レギュレータ 1 0 3（図 6 参照）の出力電圧、E d は I C 3 8 の F B 端子②に発生する電圧降下量（電圧変化量）を示す。

【 0 2 7 2 】

詳しくは、E d は、バーストスイッチング動作状態において、5 V レギュレータ 1 0 3 の出力停止に伴い、I C 3 8 の F B 端子②に発生する電圧降下量（電圧変化量）を示し、例えば、図 1 5 に示す実施形態にスイッチング電源装置におい

ては5 Vレギュレータ103の出力停止の直前、電流調整回路60がフォトトランジスタ20bから送出されるフィードバック信号の信号レベルに相応した電流をFB端子②から吸収し、FB端子②の電圧は、その吸収電流値に相応した電圧レベルに維持されているが、5 Vレギュレータ103の出力停止に伴い、零ボルトまで降下する、この電圧差（電圧降下量）を意味する。

【0273】

また、式（6）において、右辺の値をEdよりも大きくすることにより、バーストスイッチング動作状態において、スイッチング動作開始のタイミングでFB端子②の電圧がフィードバック信号のレベルに対応した値以上に高くなり、IC38の出力端子⑤からデューティの大きい駆動信号が主スイッチング素子5に送出されることになり、図10に示す実施形態のスイッチング電源装置で説明した同様な理由により、図15に示す実施形態のスイッチング電源装置はバーストスイッチング動作中の電力損失の節減を図れる。

【0274】

また、図15に示す実施形態のスイッチング電源装置は、下記に示す式（7）および式（8）を満足させるようにコンデンサの容量値および抵抗の抵抗値を設定すると連続スイッチング動作中において、コンデンサ74と抵抗73との直列回路（図14参照）単独で位相補正した場合と同一の位相補正特性を得ることができる。

【0275】

$$C_a \times R_m = C_b \times R_n = C_d \times R_t \quad \dots \quad (7)$$

$$C_d = C_a + C_b \quad \dots \quad (8)$$

【0276】

前記式（7）、式（8）において、Caはコンデンサ75の容量値、Cbはコンデンサ78の容量値、Cdはコンデンサ74（図14参照）の容量値、Rmは抵抗76の抵抗値、Rnは抵抗79の容量値、Rtは抵抗73の抵抗値を示す。

【0277】

本実施形態のスイッチング電源装置によれば、信号レベル判定回路15は、スイッチング制御手段としてのIC38の動作電源供給ライン上に設けられたCS

端子制御回路 37 のオン／オフの繰り返しを行うことにより、バーストスイッチング制御が可能となり、バーストスイッチング制御における主スイッチング素子 5 のスイッチング動作休止期間中は、IC 38 への動作電源の供給も停止するので、スイッチング動作休止期間中での電力損失を低減し、装置全体の消費電力の削減を図ることができる。

【 0 2 7 8 】

また、スイッチング電源装置の立ち上げ時、電流調整回路 60 の動作により、IC 38 の FB 端子②の電流が調整され、これにより、前記 PWM 制御 IC は、前記主スイッチング素子を大きいオンデューティにてスイッチング動作させ、立ち上げ時間を短縮する。

【 0 2 7 9 】

また、スイッチング制御回路（IC 38）と主スイッチング素子 5 は分離されているので、主スイッチング素子を、スイッチング制御回路などを含む同一パッケージ（同一ウェハー）に一体形成された場合に比べ、主スイッチング素子のオン抵抗の低いものを採用することができ、これにより、重負荷状態での動作時の電力変換効率の低下を防止することができる。

【 0 2 8 0 】

（第 1 2 の実施形態）

図 16 は本発明の第 1 2 の実施形態（請求項 22 に対応）に係るスイッチング電源装置の回路図である。図 16 において、図 4 に示す構成要素に対応するものには同一の番号を付し、その説明を省略する。

【 0 2 8 1 】

図 16 に示す本実施形態のスイッチング電源装置では、図 4 中の副制御電源を廃止し、トランス 3 の補助巻線 32 に発生する誘起電圧をダイオード 31 により整流して作成した直流電流を制御回路の電源、即ちコンデンサ 46 に直接供給している。

【 0 2 8 2 】

図 16 に示すスイッチング電源装置の立ち上げ開始時に、前述したように起動用抵抗 29 を介して供給される起動電流が信号レベル判定回路 15 に流れ、コン

デンサ 4 6 の充電電圧が F A 5 5 1 1 の I C 3 8 の動作開始電圧に到達する時間が長くなることを防止するため、起動スイッチ回路 8 1 が設けられている。

【 0 2 8 3 】

フォトランジスタ 2 0 b の出力電流（フィードバック信号）はダイオード 8 0 を介して信号レベル判定手段 1 5 に入力され、起動スイッチ回路 8 1 および起動補正回路 8 2 は、フォトランジスタ 2 0 b とダイオード 8 0 の接続点の電圧を監視することにより、フィードバック信号の有無を検知する。

【 0 2 8 4 】

信号レベル判定回路 1 5 の消費電流（比較用基準電源の消費電流を含む消費電流）は、コンデンサ 4 6 の正極性端子からライン 8 4 を介して供給され、ライン 8 3 から起動スイッチ回路 8 1 内部のスイッチを介してコンデンサ 4 6 の負極性端子に戻される。また、フォトランジスタ 2 0 b の電流は、コンデンサ 4 6 の正極性端子から供給され、ダイオード 8 0、電流検出用抵抗 3 4、起動スイッチ回路 8 1 内部のスイッチを介してコンデンサ 4 6 の負極性端子に戻される。

【 0 2 8 5 】

本スイッチング電源装置の立ち上げ開始時に、起動スイッチ回路 8 1 の内部スイッチおよび起動補正回路 8 2 の内部スイッチはオフであり、また、本スイッチング電源装置の出力電圧は所定の設定電圧以下であるため、信号レベル判定回路 1 5（内部に備えられた比較用基準電源も含む）およびフォトランジスタ 2 0 b に消費電流が流れず、コンデンサ 4 6 の充電電圧は起動用抵抗 2 9 を介して供給される起動電流により速やかに上昇し、F A 5 5 1 1 の I C 3 8 の動作開始電圧レベルまで到達する。なお、コンデンサ 4 6 の充電電圧の上昇に要する時間は F A 5 5 1 1 の一般的な使用例と比較して遜色ない。

【 0 2 8 6 】

次に本スイッチング電源装置における電源立ち上げ時の動作を図 1 7 に示す信号波形図を参照して説明する。

【 0 2 8 7 】

図 1 7（a）に示すタイミング A 0 で、正極性電源供給ライン 1 と負極性電源供給ライン 2 間に直流電圧が印加されると、コンデンサ 4 6 の電圧 2 1 3 は起動

用抵抗 2 9 を介して供給される充電電流により徐々に上昇し、タイミング A 1 で F A 5 5 1 1 の I C 3 8 の所定動作開始電圧に到達すると、I C 3 8 内部の内部供給ライン 1 0 4 の電圧が立ち上がり、O S C 1 0 6、PWM 論理回路 1 0 5、および出力バッファ回路 1 0 1 が動作を開始する。

【 0 2 8 8 】

したがって、O S C 1 0 6 は、図 7 (b) に示すように上限値と下限値と周期が一定な発振信号 2 1 4 を PWM 論理回路 1 0 5 に送出し、I C 3 8 の C S 端子 ⑧ の電圧 2 1 6 は徐々に上昇する。

【 0 2 8 9 】

また、タイミング A 1 の時点では、前述したように起動スイッチ 8 1 はオフであり、信号レベル判定回路 1 5 に動作電流が供給されないため、信号レベル判定回路 1 5 の出力電流は零であり、また、起動補正回路 8 2 のスイッチがオフのため、I C 3 8 の F B 端子 ② の電圧 2 1 5 は、I C 3 8 内部のダイオード 1 0 7 (図 6 参照) と抵抗 1 0 8 (図 6 参照)、および抵抗 3 9 a (図 1 6 参照) の分割電圧値となる。なお、前記分割電圧値は、図 1 7 (b) に示すように O S C 1 0 6 の発振信号 2 1 4 の上限値とほぼ同レベルになるように抵抗 3 9 a の抵抗値が設定される。

【 0 2 9 0 】

PWM 論理回路 1 0 5 は、前述したように I C 3 8 の C S 端子 ⑧ の電圧 2 1 6 と、F B 端子 ② の電圧 2 1 5 との内、何れか低い方の電圧レベルが O S C 1 0 6 の発振信号 2 1 4 の電圧レベルよりも高い時、出力端子 ⑤ よりハイレベル電圧を出力する。

【 0 2 9 1 】

したがって、図 1 7 (c) に示すように I C 3 8 の出力端子 ⑤ の電圧 2 1 7 はタイミング A 0 ~ A 2 までの期間、I C 3 8 の C S 端子 ⑧ の電圧 2 1 6 の電圧レベルが O S C 1 0 6 の発振信号 2 1 4 の電圧レベルよりも低いため、ローレベル電圧であり、タイミング A 2 で、C S 端子 ⑧ の電圧 2 1 6 の電圧レベルが一瞬 O S C 1 0 6 の発振信号 2 1 4 の電圧レベルを超えるため、それに相応した期間ハイレベル電圧になり、主スイッチング素子 5 をオンさせる。

【 0 2 9 2 】

この主スイッチング素子 5 のオンにより、出力ライン 2 5, 2 6 間の電圧が若干上昇し、タイミング A 3 までの期間、I C 3 8 の C S 端子⑧の電圧 2 1 6 の上昇に伴い、I C 3 8 の出力端子⑤から出力される駆動信号 2 1 7 のデューティが増加し続け、本スイッチング電源装置の出力電圧は急激に上昇する。

【 0 2 9 3 】

タイミング A 3 で、本スイッチング電源装置の出力電圧が所定の設定電圧値付近に到達すると、（該出力電圧を抵抗 2 3 と抵抗 2 4 とにより分割した電圧がシャントレギュレータ 2 2 内部の比較基準電圧と同等レベルに到達すると、）シャントレギュレータ 2 2 およびフォトダイオード 2 0 a に電流が流れ、フォトトランジスタ 2 0 b とダイオード 8 0 との接続点の電圧が上昇する。起動スイッチ回路 8 1 は、その電圧上昇を検知すると、内部スイッチをオンし信号レベル判定回路 1 5 および電流検出抵抗 3 4 に電流を流す。これにより各回路は動作を開始する。

【 0 2 9 4 】

一方、コンデンサ 4 6 の充電電圧は、トランス 3 の補助巻線 3 2 からダイオード 3 1 を介して供給される電流により、本スイッチング電源装置の出力電圧が所定の設定電圧に到達するタイミング A 3 の直前から上昇を開始し、タイミング A 3 では、本スイッチング電源装置の所定の設定出力電圧と、トランス 3 の補助巻線 3 2 と二次巻線 6 との巻き数比とにより決定される値に到達しており、信号レベル判定回路 1 5 および電流検出用抵抗 3 4 に流れる電流により、I C 3 8 の動作電圧が動作保証下限電圧以下に降下し、動作不良に至る虞が解消される。

【 0 2 9 5 】

タイミング A 3 で、起動補正回路 8 2 も起動スイッチ回路 8 1 と同様に内部スイッチがオンし、抵抗 3 9 a に抵抗 3 9 b が並列接続され、I C 3 8 の F B 端子②の電圧 2 1 5 は以後は後述するように定常動作に入る。なお、図 1 7 は、前記図 8 に示す内容も含めて本スイッチング電源装置が重負荷状態にて立ち上げた場合を例に挙げて説明している。

【 0 2 9 6 】

信号レベル判定回路 1 5 は、フォトトランジスタ 2 0 b の電流値が信号レベル判定回路 1 5 内に設定された所定値よりも低い場合に F B 端子②に電流を供給し、逆に、フォトトランジスタ 2 0 b の電流値が該回路内に設定された所定値よりも高い場合には C S 端子制御回路 3 7 に電流を供給し、C S 端子制御回路 3 7 の内部スイッチをオンし、I C 3 8 の主要回路部分、即ち O S C 1 0 6, P W M 論理回路 1 0 5、F B 端子②および出力バッファ 1 0 5 への動作電源の供給を停止させる。

なお、信号レベル判定回路 1 5 は、F B 端子②と C S 端子制御回路 3 7 の双方に同時に電流を供給しない。

【 0 2 9 7 】

また、信号レベル判定回路 1 5 は、I C 3 8 の F B 端子②に電流を供給している場合において、フォトトランジスタ 2 0 b の電流値が増加すると供給電流を少なくし、逆に、フォトトランジスタ 2 0 b の電流値が減少すると供給電流を多くする機能を有しており、この機能により本スイッチング電源装置の出力電圧を所定の設定値に安定化制御する。

【 0 2 9 8 】

なお、起動補正回路 8 2 は、F B 端子②と負極性電源供給ライン 2 間の抵抗値を、本スイッチング電源装置の立ち上げ動作時と定常動作時間で切り換える操作を行い、本スイッチング電源装置が確実に動作するようにしている。

【 0 2 9 9 】

即ち、電源動作の立ち上げ開始時において、信号レベル判定回路 1 5 の動作が停止しており、信号レベル判定回路 1 5 から供給される電流が零のため、抵抗 3 9 a に値の大きい抵抗を採用し、F A 5 5 1 1 の I C 3 8 内部のダイオード 1 0 7 と抵抗 1 0 8 (図 6 参照)、および抵抗 3 9 a (図 1 6 参照)の分割電圧値を O S C 1 0 6 の発振信号 2 1 4 の上限値付近に設定している。このように設定しないと、P W M 論理回路 1 0 5 (図 6 参照)は、I C 3 8 の C S 端子⑧の電圧 2 1 6 の電圧レベルが上昇した後も、F B 端子②の電圧 2 1 5 の電圧レベルが O S C 1 0 6 の発振信号の下限値以下であるため出力端子⑤からハイレベル電圧を出力せず、本スイッチング電源装置の出力電圧が立ち上がることができなくなる。

【 0 3 0 0 】

また、定常動作状態にて、F B 端子②と負極性電源供給ライン 2 間の抵抗値が大きい値のまま放置されていると、例えば、本スイッチング電源装置が無負荷状態にて本スイッチング電源装置の出力電圧が上昇した時、前述した出力電圧安定化動作に従い、信号レベル判定回路 1 5 が供給電流を停止させても F B 端子②の電圧が、5 V レギュレータ 1 0 3 (図 6 参照) の出力ライン 1 0 4 からダイオード 1 0 7 および抵抗 1 0 8 を介して供給される電流により、O S C 1 0 6 の発振信号 2 1 4 の下限電圧以下に降下しないため、本スイッチング電源装置の出力電圧を下げる操作ができないと言う問題が発生する。

【 0 3 0 1 】

したがって、起動補正回路 8 2 は、本スイッチング電源装置の立ち上げ時に、タイミング A 3 にて F B 端子②と負極性電源供給ライン 2 間の抵抗値を下げることで、上記問題を解決している。タイミング A 3 以後、起動スイッチ回路 8 1 および起動補正回路 8 2 の各内部スイッチは常にオン状態であり、本スイッチング電源装置は、軽負荷動作時、図 4 の実施形態で説明した内容と同一論理にて、バーストスイッチング動作を行い、軽負荷時の電力損失を軽減する。

【 0 3 0 2 】

本実施形態である図 1 6 に示すスイッチング電源装置は、図 4 に示すスイッチング電源装置のコンデンサ 3 3 とダイオード 3 0 とを省略できるが、起動スイッチ 8 1 の追加を必要とする。また、本実施形態では、起動スイッチ回路 8 1 は I C の内部に簡単に組み込まれるが、コンデンサ 3 3 は I C に組み込めないで、F A 5 5 1 1 またはそれと同等機能の I C に、C S 端子制御回路、信号レベル判定回路、起動スイッチ回路、起動補正回路、および付属回路を組み込んだ新規 I C を作成するのに適している。

【 0 3 0 3 】

また、本実施形態は、図 4 に示す実施形態に比べて、ダイオード 8 0 の順方向降下電圧温度ドリフトの影響を受け、バーストスイッチングと連続スイッチング間の切り換わり負荷電流の設定値が、多少温度ドリフトする傾向を示す欠点があり、温度ドリフトによる影響を厳密に除去したい用途には、図 4 に示す実施形態

を採用し、それほど厳密さを要求されない用途には本実施形態による回路を採用すれば良い。

【 0 3 0 4 】

本実施形態のスイッチング電源装置によれば、信号レベル判定回路 1 5 は、スイッチング制御手段としての I C 3 8 の動作電源供給ライン上に設けられた C S 端子制御回路 3 7 のオン／オフの繰り返しを行うことにより、バーストスイッチング制御が可能となり、バーストスイッチング制御における主スイッチング素子 5 のスイッチング動作休止期間中は、I C 3 8 主要回路部分、即ち O S C 1 0 6 , P W M 論理回路 1 0 5 、 F B 端子②および出力バッファ 1 0 5 への動作電源の供給も停止するので、スイッチング動作休止期間中での電力損失を低減し、装置全体の消費電力の削減を図ることができる。

【 0 3 0 5 】

また、起動補正回路 3 5 の動作により、第 1 の抵抗 3 9 a に第 2 の抵抗 3 9 b が並列接続され、I C 3 8 の F B 端子②と負極性電源供給ライン 2 間の抵抗値が下げられ、これにより、F B 端子②の電位がかなり下がり、I C 3 8 は主スイッチング素子 5 を速くスイッチング動作し、立ち上げ時間を短縮する。

【 0 3 0 6 】

また、起動スイッチ回路 8 1 の動作により、スイッチング電源装置の立ち上げ開始時に、起動用抵抗 2 9 を介して供給される起動電流が信号レベル判定回路 1 5 に流れ、コンデンサ 4 6 の充電電圧が F A 5 5 1 1 の I C 3 8 の動作開始電圧に到達する時間が長くなることを防止する。

【 0 3 0 7 】

(第 1 3 の実施形態)

図 1 8 は第 1 3 の実施形態（請求項 2 3 , 2 4 に対応）に係るスイッチング電源装置の回路図である。図 1 8 において、図 9 および図 1 6 に示す構成要素に対応するものには同一の番号を付し、その説明を省略する。

【 0 3 0 8 】

図 1 8 において信号レベル判定回路 1 5 は、抵抗 4 9 、抵抗 5 0 、抵抗 5 1 、トランジスタ 4 7 、およびトランジスタ 4 8 から構成されている。C S 端子制御

回路 3 7 は、抵抗 5 2 およびトランジスタ 5 3 から構成されている。起動スイッチ回路 8 1 は、抵抗 8 5 およびトランジスタ 8 4 から構成されている。起動補正回路 8 2 は、抵抗 8 7、抵抗 3 9 b、およびトランジスタ 8 6 から構成されている。

【 0 3 0 9 】

前述した図 1 7 に示すように、本スイッチング電源装置の立ち上げ開始時のタイミング A 3 でフォトトランジスタ 2 0 b に電流が流れ始め、フォトトランジスタ 2 0 b のエミッタとダイオード 8 0 との接続点の電圧が上昇すると、この電圧が抵抗 8 5 を介してトランジスタ 8 4 のベースに、抵抗 8 7 を介してトランジスタ 8 6 のベースに与えられ、トランジスタ 8 4、8 6 がオンする。トランジスタ 8 4 がオンすることにより、電流検出用抵抗 3 4 と、抵抗 5 0 と抵抗 5 1 の直列回路に電流がそれぞれ流れ、そしてトランジスタ 4 7 にベース電流が流れ、信号レベル判定回路 1 5 が動作を開始する。

【 0 3 1 0 】

前述したようにタイミング A 3 までの期間、信号レベル判定回路 1 5 に電流が流れないため、コンデンサ 4 6 の充電電圧が F A 5 5 1 1 の I C 3 8 の動作開始電圧に到達する時間が長くなることを防止できる。

【 0 3 1 1 】

また、トランジスタ 8 6 がオンすることにより、I C 3 8 の F B 端子②と負極性電源供給ライン 2 間に抵抗 3 9 b が追加され、本スイッチング電源装置が定常状態にて動作している場合における出力電圧安定化制御を確実なものにする。

【 0 3 1 2 】

なお、ダイオード 8 0 は、タイミング A 3 までの期間において、トランジスタ 4 7、8 4、8 6 のベース電流が、コンデンサ 4 6 の正極性端子から抵抗 4 9、トランジスタ 4 7 のエミッタ、トランジスタ 4 7 のベース、抵抗 8 5、トランジスタ 8 4 のベース、トランジスタ 8 4 のエミッタ、負極性電源供給ライン 2、コンデンサ 4 6 の負極性端子に至るルート、およびコンデンサ 4 6 の正極性端子から抵抗 4 9、トランジスタ 4 7 のエミッタ、トランジスタ 4 7 のベース、抵抗 8 7、トランジスタ 8 6 のベース、トランジスタ 8 6 のエミッタ、負極性電源供給

ライン 2、コンデンサ 4 6 の負極性端子に至るルートをそれぞれ流れ、トランジスタ 4 7, 8 4, 8 6 がオンすることを阻止し、信号レベル判定回路 1 5 が動作すること、および I C 3 8 の F B 端子②と負極性ライン 2 間に抵抗 3 9 b が接続されることを阻止する。

【 0 3 1 3 】

本実施形態のスイッチング電源装置によれば、信号レベル判定回路 1 5 は、スイッチング制御手段としての I C 3 8 の動作電源供給ライン上に設けられた C S 端子制御回路 3 7 のオン／オフの繰り返しを行うことにより、バーストスイッチング制御が可能となり、バーストスイッチング制御における主スイッチング素子 5 のスイッチング動作休止期間中は、I C 3 8 主要回路部分、即ち O S C 1 0 6, P W M 論理回路 1 0 5、F B 端子②および出力バッファ 1 0 5 への動作電源の供給も停止するので、スイッチング動作休止期間中での電力損失を低減し、装置全体の消費電力の削減を図ることができる。

【 0 3 1 4 】

また、起動補正回路 8 2 の動作により、本電源装置の立ち上げ動作状態から定常動作に遷移するタイミングにおいて、第 1 の抵抗 3 9 a に第 2 の抵抗 3 9 b が並列接続され、I C 3 8 の F B 端子②と負極性電源供給ライン 2 間の抵抗値が下げられ、これにより、F B 端子②の電位が下がり、定常動作状態における本電源装置の出力電圧安定化制御を確実なものにする。

【 0 3 1 5 】

また、起動スイッチ回路 8 1 の動作により、スイッチング電源装置の立ち上げ開始時に、起動用抵抗 2 9 を介して供給される起動電流が信号レベル判定回路 1 5 に流れ、コンデンサ 4 6 の充電電圧が F A 5 5 1 1 の I C 3 8 の動作開始電圧に到達する時間が長くなることを防止する。

【 0 3 1 6 】

また、信号レベル判定回路 1 5、起動スイッチ回路 8 1、起動補正回路 8 2、および C S 端子制御回路 3 7 は簡単な回路で実現でき、また、スイッチング制御回路は F A 5 5 1 1 の I C 3 8 で実現できるので、回路基板のスペースを小さくでき、これにより、本スイッチング電源装置は小型化ができ、低コストで提供す

ることができる。

【 0 3 1 7 】

また、スイッチング制御回路（ I C 3 8 ）と主スイッチング素子 5 は分離されているので、主スイッチング素子を、スイッチング制御回路などを含む同一パッケージ（同一ウェハー）に一体形成された場合に比べ、主スイッチング素子のオン抵抗の低いものを採用することができ、これにより、重負荷状態での動作時の電力変換効率の低下を防止することができる。

【 0 3 1 8 】

（第 1 4 の実施形態）

図 1 9 は第 1 4 の実施形態（請求項 2 5 に対応）に係るスイッチング電源装置の回路図である。図 1 9 において、図 1 6 に示す構成要素に対応するものには同一の番号を付し、その説明を省略する。

【 0 3 1 9 】

図 1 9 に示すスイッチング電源装置は、図 1 6 に示す起動スイッチ回路 8 1 を削除し、信号レベル判定回路 1 5 の消費電流の帰還ライン 8 3 を起動補正回路 8 2 に接続している。本スイッチング電源装置の立ち上げ開始時から定常安定動作への移行期間における要部の電圧波形は、図 1 6 に示すスイッチング電源装置の場合と同一であるので、ここでは移行動作上多少異なる点のみを説明する。

【 0 3 2 0 】

図 1 7 において、タイミング A 3 で、起動補正回路 8 2 の内部スイッチがオンすると、信号レベル判定回路 1 5 の動作電流および電流検出用抵抗 3 4 の電流は起動補正回路 8 2 の内部スイッチを介して流れ、これにより信号レベル判定回路 1 5 は動作を開始する。また、起動補正回路 8 2 の内部スイッチが前記のようにオンすることにより、 I C 3 8 の F B 端子②と負極性電源供給ライン 2 間に抵抗 3 9 b が接続される。

【 0 3 2 1 】

ダイオード 8 8 は、タイミング A 0 から A 3 までの期間、コンデンサ 4 6 の正極性端子から信号レベル判定回路 1 5 の動作電源供給ライン 8 9、信号レベル判定回路 1 5、電流検出用抵抗 3 4、抵抗 3 9 b、抵抗 3 9 a、負極性電源供給ラ

イン 2、コンデンサ 4 6 の負極性端子と言うルートを電流が流れ、信号レベル判定回路 1 5 が動作することを防止する。

【 0 3 2 2 】

なお、本実施形態のスイッチング電源装置は、図 1 6 に示す実施形態のスイッチング電源装置と比較して回路構成が簡略化される反面、ダイオード 8 8 の順方向電圧降下の温度ドリフトの影響を受け、バーストスイッチングと連続スイッチング間の切り換わり負荷電流の設定値が、更に温度ドリフト量を増加させるという欠点があり、温度ドリフトによる影響を問題にしない用途に適用可能となる。

【 0 3 2 3 】

本実施形態のスイッチング電源装置によれば、信号レベル判定回路 1 5 は、スイッチング制御手段としての I C 3 8 の動作電源供給ライン上に設けられた C S 端子制御回路 3 7 のオン／オフの繰り返しを行うことにより、バーストスイッチング制御が可能となり、バーストスイッチング制御における主スイッチング素子 5 のスイッチング動作休止期間中は、I C 3 8 への動作電源の供給も停止するので、スイッチング動作休止期間中での電力損失を低減し、装置全体の消費電力の削減を図ることができる。

【 0 3 2 4 】

また、起動補正回路 8 2 の動作により、本電源装置の立ち上げ動作状態から定常動作に遷移するタイミングにおいて、第 1 の抵抗 3 9 a に第 2 の抵抗 3 9 b が並列接続され、I C 3 8 の F B 端子②と負極性電源供給ライン 2 間の抵抗値が下げられ、これにより、F B 端子②の電位が下がり、定常動作状態における本電源装置の出力電圧安定化制御を確実なものにする。

【 0 3 2 5 】

また、スイッチング制御回路（I C 3 8）と主スイッチング素子 5 は分離されているので、主スイッチング素子を、スイッチング制御回路などを含む同一パッケージ（同一ウェハー）に一体形成された場合に比べ、主スイッチング素子のオン抵抗の低いものを採用することができ、これにより、重負荷状態での動作時の電力変換効率の低下を防止することができる。

【 0 3 2 6 】

(第 1 5 の実施形態)

図 2 0 は本発明の第 1 5 の実施形態（請求項 2 6 に対応）に係るスイッチング電源装置の回路図である。図 2 0 において、図 1 8 に示す構成要素に対応するものには同一の番号を付し、その説明を省略する。

【 0 3 2 7 】

図 7 に示すように本スイッチング電源装置の立ち上げ開始時のタイミング A 3 でフォトトランジスタ 2 0 b に電流が流れ始め、フォトトランジスタ 2 0 b のエミッタとダイオード 8 0 の接続点の電圧が上昇すると、この電圧がベース抵抗 8 7 を介してトランジスタ 8 6 がオンする。トランジスタ 8 6 がオンすることにより、電流検出抵抗 3 4 と、抵抗 5 0 と抵抗 5 1 の直列回路に電流が流れ、これによりトランジスタ 4 7 にベース電流が流れ、信号レベル判定回路 1 5 が動作を開始する。

【 0 3 2 8 】

タイミング A 3 までの期間は、信号レベル判定回路 1 5 に電流が流れないためコンデンサ 4 6 の充電電圧が F A 5 5 1 1 の I C 3 8 の動作開始電圧に到達する時間が長くなることを防止できる。また、トランジスタ 8 6 がオンすることにより、I C 3 8 の F B 端子②と負極性電源供給ライン 2 間にダイオード 8 8 と抵抗 3 9 b の直列回路が追加され、定常動作状態における本電源装置の出力電圧安定化制御を確実なものにする。

【 0 3 2 9 】

なお、ダイオード 8 0 は、タイミング A 3 までの期間において、トランジスタ 4 7、8 6 のベース電流が、コンデンサ 4 6 の正極性端子から抵抗 4 9、トランジスタ 4 7 のエミッタ、トランジスタ 4 7 のベース、抵抗 8 7、トランジスタ 8 6 のベース、トランジスタ 8 6 のエミッタ、負極性電源供給ライン 2、コンデンサ 4 6 の負極性端子に至るルートの流れ、トランジスタ 4 7、8 6 がオンし、信号レベル判定回路 1 5 が動作すること、および I C 3 8 の F B 端子②と負極性ライン 2 間に抵抗 3 9 b がダイオード 8 8 を介して接続されることを阻止する。

【 0 3 3 0 】

また、ダイオード 8 8 は、タイミング A 0 から A 3 までの期間において、コン

デンサ 4 6 の正極性端子から抵抗 4 9、トランジスタ 4 7 のエミッタ、トランジスタ 4 7 のベース、電流検出用抵抗 3 4、抵抗 3 9 b、抵抗 3 9 a、コンデンサ 4 6 の負極性端子に至るルートを電流が流れ、信号レベル判定回路 1 5 が動作することを防止する。

【 0 3 3 1 】

本実施形態のスイッチング電源装置によれば、信号レベル判定回路 1 5 は、スイッチング制御手段としての I C 3 8 の動作電源供給ライン上に設けられた C S 端子制御回路 3 7 のオン／オフの繰り返しを行うことにより、バーストスイッチング制御が可能となり、バーストスイッチング制御における主スイッチング素子 5 のスイッチング動作休止期間中は、I C 3 8 の主要回路部分、即ち O S C 1 0 6、PWM 論理回路 1 0 5、F B 端子②および出力バッファ 1 0 5 への動作電源の供給も停止するので、スイッチング動作休止期間中での電力損失を低減し、装置全体の消費電力の削減を図ることができる。

【 0 3 3 2 】

また、起動補正回路 8 2 の動作により、本電源装置の立ち上げ動作状態から定常動作に遷移するタイミングにおいて、第 1 の抵抗 3 9 a に第 2 の抵抗 3 9 b が並列接続され、I C 3 8 の F B 端子②と負極性電源供給ライン 2 間の抵抗値が下げられ、これにより、F B 端子②の電位が下がり、定常動作状態における本電源装置の出力電圧安定化制御を確実なものにする。

【 0 3 3 3 】

また、信号レベル判定回路 1 5、起動補正回路 8 2、および C S 端子制御回路 3 7 は簡単な回路で実現でき、また、スイッチング制御回路は F A 5 5 1 1 の I C 3 8 で実現できるので、回路基板のスペースを小さくでき、これにより、本スイッチング電源装置は小型化ができ、低コストで提供することができる。

【 0 3 3 4 】

また、スイッチング制御回路（I C 3 8）と主スイッチング素子 5 は分離されているので、主スイッチング素子を、スイッチング制御回路などを含む同一パッケージ（同一ウェハー）に一体形成された場合に比べ、主スイッチング素子のオン抵抗の低いものを採用することができ、これにより、重負荷状態での動作時の

電力変換効率の低下を防止することができる。

【 0 3 3 5 】

図 2 1 は本発明の第 1 6 の実施形態（請求項 2 7 に対応）に係るスイッチング電源装置の回路図である。図 2 1 において、図 1 0、図 1 6、図 1 8、図 1 9、図 2 0 に示す構成要素に対応するものには同一の番号を付し、その説明を省略する。

【 0 3 3 6 】

図 1 6、図 1 8、図 1 9、図 2 0 に示すスイッチング電源装置では、バーストスイッチング動作状態において、そのスイッチング動作休止期間およびスイッチング動作期間は、前述したように出力電圧制御系の制御遅れに依存するのに対して、図 2 1 に示す本実施形態のスイッチング電源装置では、図 1 0 に示すスイッチング電源装置と同様に、信号レベル判定回路 1 5 a の内部に備えられた比較用基準電圧をスイッチング動作休止期間とスイッチング動作期間との間で変化させ、この変化幅の設定次第により、スイッチング動作休止期間とスイッチング動作期間を長く、且つ調整できるようにしたものである。

【 0 3 3 7 】

即ち、本実施形態の図 1 8 と図 2 0 で説明した比較用基準電源に相当する電源としては、抵抗 5 0、5 1 の直列接続による電圧分割回路の低電位側の抵抗 5 1 を抵抗 5 1 a と抵抗 5 1 b に分割し、これらの抵抗 5 1 a、5 1 b の接続点を、ダイオード 5 9 を介して C S 端子制御回路 3 7 のトランジスタ 5 3 のコレクタに接続し、且つトランジスタ 5 3 のコレクタはダイオード 9 0 を介して I C 3 8 の C S 端子⑧に接続して構成されている。

【 0 3 3 8 】

なお、ダイオード 9 0 が設けられていない場合（ダイオード 9 0 が無く I C 3 8 の C S 端子⑧にトランジスタ 5 3 のコレクタとダイオード 5 9 のカソードが直接接続されている場合）、本スイッチング電源装置の立ち上げ開始時において、起動スイッチ回路 8 1 ないしは起動補正回路 8 2 の内部スイッチがオフの期間、コンデンサ 4 6 の正極性端子から抵抗 5 0、5 1 a およびダイオード 5 9 を介して I C 3 8 の C S 端子⑧にハイレベルの電圧が印加され、これにより I C 3 8 の

出力端子⑤の出力がオフし、本スイッチング電源装置が立ち上がらないと言う問題が発生するが、ダイオード90が設けられることにより、そのような問題を解消することができる。

【0339】

本実施形態のスイッチング電源装置によれば、信号レベル判定回路15aは、スイッチング制御手段としてのIC38の動作電源供給ライン上に設けられたCS端子制御回路37のオン／オフの繰り返しを行うことにより、バーストスイッチング制御が可能となり、バーストスイッチング制御における主スイッチング素子5のスイッチング動作休止期間中は、IC38主要回路部分、即ちOSC106、PWM論理回路105、FB端子②および出力バッファ105への動作電源の供給も停止するので、スイッチング動作休止期間中での電力損失を低減し、装置全体の消費電力の削減を図ることができる。

【0340】

また、起動補正回路82の動作により、本電源装置の立ち上げ動作状態から定常動作に遷移するタイミングにおいて、第1の抵抗39aに第2の抵抗39bが並列接続され、IC38のFB端子②と負極性電源供給ライン2間の抵抗値が下げられ、これにより、FB端子②の電位が下がり、定常動作状態における本電源装置の出力電圧安定化制御を確実なものにする。

【0341】

また、起動スイッチ回路81の動作により、スイッチング電源装置の立ち上げ開始時に、起動用抵抗29を介して供給される起動電流が信号レベル判定回路15aに流れ、コンデンサ46の充電電圧がFA5511のIC38の動作開始電圧に到達する時間が長くなることを防止する。

【0342】

また、信号レベル判定回路15a、起動スイッチ回路81、起動補正回路82、およびCS端子制御回路37は簡単な回路で実現でき、また、スイッチング制御回路はFA5511のIC38で実現できるので、回路基板のスペースを小さくでき、これにより、本スイッチング電源装置は小型化ができ、低コストで提供することができる。

【 0 3 4 3 】

また、スイッチング制御回路（IC 3 8）と主スイッチング素子 5 は分離されているので、主スイッチング素子を、スイッチング制御回路などを含む同一パッケージ（同一ウェハー）に一体形成された場合に比べ、主スイッチング素子のオン抵抗の低いものを採用することができ、これにより、重負荷状態での動作時の電力変換効率の低下を防止することができる。

【 0 3 4 4 】

図 2 2 は本発明の第 1 7 の実施形態（請求項 2 8 に対応）に係るスイッチング電源装置の回路図である。図 2 2 において、図 1 1 および図 1 6 に示す構成要素に対応するものには同一の番号を付し、その説明を省略する。図 2 2 に示す本実施形態のスイッチング電源装置では、図 1 6 に示す起動補正回路 8 2 が削除され、図 1 1 に示す電流調整回路 6 0 が追加されている。

【 0 3 4 5 】

図 2 2 に示す本実施形態のスイッチング電源装置では、フォトランジスタ 2 0 b からフィードバック信号がダイオード 8 0、抵抗 3 4、および電流調整回路 6 0 を経由して IC 3 8 の FB 端子②に供給される。電流調整回路 6 0 は、ダイオード 8 0 と抵抗 3 4 との接続点の電圧値に比例した電流を IC 3 8 の FB 端子②から吸収する。

【 0 3 4 6 】

したがって、本スイッチング電源装置の出力電圧が、例えば所定値よりも高い時、出力電圧検出回路 9 はダイオード 8 0 と抵抗 3 4 との接続点の電圧を上昇させ、電流調整回路 6 0 はこの電圧の上昇に応じて IC 3 8 の FB 端子②から吸収する電流を増加させるため、FB 端子②の電圧が下降する。

【 0 3 4 7 】

この電圧の降下に伴い、IC 3 8 内の PWM 論理回路 1 0 5（図 6 参照）は、IC 3 8 の出力端子⑤から主スイッチング素子 5 にハイレベル期間の短い駆動信号を送出し、この結果、トランス 3 の二次巻線 6 からダイオード 7 を介して供給される電流が減少するため、出力電圧を下げるように制御がかかる。

【 0 3 4 8 】

また、本スイッチング電源装置の出力電圧が例えば所定値よりも低い場合は、出力電圧検出回路 9 はダイオード 8 0 と抵抗 3 4 との接続点の電圧を下降させ、電流調整回路 6 0 はこの電圧の下降に応じて I C 3 8 の F B 端子②から吸収する電流を減少させるため、F B 端子②の電圧が上昇する。

【 0 3 4 9 】

この電圧の上昇に伴い、I C 3 8 内の P W M 論理回路 1 0 5 (図 6 参照) は、I C 3 8 の出力端子⑤から主スイッチング素子 5 にハイレベル期間の長い駆動信号を送出し、この結果、トランス 3 の二次巻線 6 からダイオード 7 を介して供給される電流が増加するため、出力電圧を上げるように制御がかかる。

【 0 3 5 0 】

本スイッチング電源装置の立ち上げ開始時に、前述したように起動用抵抗 2 9 を介して供給される起動電流が信号レベル判定回路 1 5 に流れ、コンデンサ 4 6 の充電電圧が F A 5 5 1 1 の I C 3 8 の動作開始電圧に到達する時間が長くなることを防止するため、起動スイッチ回路 8 1 が設けられている。

【 0 3 5 1 】

フォトトランジスタ 2 0 b の出力電流 (フィードバック信号) はダイオード 8 0 を介して信号レベル判定手段 1 5 に入力され、起動スイッチ回路 8 1 は、フォトトランジスタ 2 0 b とダイオード 8 0 の接続点の電圧を監視することにより、フィードバック信号の有無を検知する。

【 0 3 5 2 】

信号レベル判定回路 1 5 の消費電流 (比較用基準電源の消費電流を含む消費電流) は、コンデンサ 4 6 の正極性端子からライン 8 4 を介して供給され、ライン 8 3 から起動スイッチ回路 8 1 内部のスイッチを介してコンデンサ 4 6 の負極性端子に戻される。また、フォトトランジスタ 2 0 b の電流は、コンデンサ 4 6 の正極性端子から供給され、ダイオード 8 0 、電流検出用抵抗 3 4 、抵抗 7 1 、起動スイッチ回路 8 1 内部のスイッチを介してコンデンサ 4 6 の負極性端子に戻される。

【 0 3 5 3 】

本スイッチング電源装置の立ち上げ開始時に、起動スイッチ回路 8 1 の内部ス

スイッチはオフであり、また、本スイッチング電源装置の出力電圧は所定の設定電圧以下であるため、信号レベル判定回路 1 5（内部に備えられた比較用基準電源も含む）およびフォトトランジスタ 2 0 b に消費電流が流れず、コンデンサ 4 6 の充電電圧は起動用抵抗 2 9 を介して供給される起動電流により速やかに上昇し、F A 5 5 1 1 の I C 3 8 の動作開始電圧レベルまで到達する。

【 0 3 5 4 】

本実施形態のスイッチング電源装置によれば、信号レベル判定回路 1 5 は、スイッチング制御手段としての I C 3 8 の動作電源供給ライン上に設けられた C S 端子制御回路 3 7 のオン／オフの繰り返しを行うことにより、バーストスイッチング制御が可能となり、バーストスイッチング制御における主スイッチング素子 5 のスイッチング動作休止期間中は、I C 3 8 主要回路部分、即ち O S C 1 0 6 , P W M 論理回路 1 0 5、F B 端子②および出力バッファ 1 0 5 への動作電源の供給も停止するので、スイッチング動作休止期間中での電力損失を低減し、装置全体の消費電力の削減を図ることができる。

【 0 3 5 5 】

また、スイッチング電源装置の立ち上げ時、電流調整回路 6 0 の動作により、I C 3 8 の F B 端子②の電流が調整され、これにより、前記 P W M 制御 I C は、前記主スイッチング素子を大きいオンデューティにてスイッチング動作させ、立ち上げ時間を短縮する。

【 0 3 5 6 】

また、起動スイッチ回路 8 1 の動作により、スイッチング電源装置の立ち上げ開始時に、起動用抵抗 2 9 を介して供給される起動電流が信号レベル判定回路 1 5 に流れ、コンデンサ 4 6 の充電電圧が F A 5 5 1 1 の I C 3 8 の動作開始電圧に到達する時間が長くなることを防止する。

【 0 3 5 7 】

なお、以上説明した実施形態では、スイッチング制御手段として、富士電機製の F A 5 5 1 1 を用いたが、これに限らず、同等の機能を有する I C を用いても同様な回路構成が実現できる。

【 0 3 5 8 】

なお、従来技術で説明した特開平 1 0 - 3 0 4 6 5 8 号公報に記載のスイッチング電源装置において、起動回路は商用交流を整流平滑した電圧（主スイッチング素子である F E T のドレイン）を遮断するため高耐圧の制御素子を採用する必要がある、これによりコストが高くなるという欠点があり、このコスト高を解消するため前記起動回路は、その他の制御素子も含めて前記主スイッチング素子と同一パッケージ内に収納する構成が採用されている。しかし、同一パッケージ内に収納される主スイッチング素子は現行の技術ではオン抵抗の低いものが開発できていない状況にあり、このためスイッチング電源装置が重負荷にて動作時、電力変換効率の低下を来すと言う問題がある。

【 0 3 5 9 】

このような問題を解決するために、以上説明した実施形態のスイッチング電源装置は、スイッチング制御手段と主スイッチング素子を分離した構成にすることにより、主スイッチング素子はオン抵抗の低いものを使用することができ、電力変換効率を高めることができる。

【 0 3 6 0 】

【発明の効果】

以上のように本発明によれば、スイッチング電源装置において、出力の直流電圧と予め定めた基準電圧との比較結果をフィードバック信号とし、主スイッチング素子を駆動させる主スイッチング素子駆動系への動作電源の供給と停止を、前記フィードバック信号の信号レベルに応じて切り換え、前記主スイッチング素子を駆動させるように構成したので、バーストスイッチング制御における主スイッチング素子のスイッチング動作休止期間中は、前記主スイッチング素子駆動系への動作電源の供給をも停止させることができ、したがってスイッチング動作休止期間中での電力損失が低減し、装置全体の消費電力の削減を図ることができる。

【 0 3 6 1 】

また、本発明によれば、スイッチング電源装置において、出力の直流電圧と予め定めた基準電圧とを比較し、該比較結果をフィードバック信号として送出する出力電圧検出手段と、該出力電圧検出手段から送出されたフィードバック信号に基づいて前記主スイッチング素子を駆動制御するスイッチング制御手段とを備え

、更に、前記フィードバック信号の信号レベルを判定し、該判定された信号レベルに応じて前記スイッチング制御手段の動作と非動作を制御するための動作制御信号を送出する信号レベル判定手段と、前記スイッチング制御手段の動作電源供給ライン上に設けられ、前記信号レベル判定手段からの動作制御信号により前記スイッチング制御手段の動作と非動作を切り換える動作・非動作切換手段とを備えて構成したので、前記信号レベル判定手段は、前記スイッチング制御手段の動作電源供給ライン上に設けられた前記動作・非動作切換手段のオン／オフの繰り返しを行うことにより、バーストスイッチング制御が可能となり、バーストスイッチング制御における主スイッチング素子のスイッチング動作休止期間中は、前記スイッチング制御手段への動作電源の供給をも停止させることができ、したがって、スイッチング動作休止期間中での電力損失が低減し、装置全体の消費電力の削減を図ることができる。

【 0 3 6 2 】

また、本発明によれば、スイッチング電源装置において、予め作成された発振信号の信号レベルと前記フィードバック信号の信号レベルとを比較し、該比較結果により主スイッチング素子への駆動信号のオンデューティを決定し、且つバーストスイッチングと連続スイッチングとの動作を切り換え、バーストスイッチング制御における前記主スイッチング素子のスイッチング動作休止期間中は、前記主スイッチング素子を駆動させるための動作電源の供給を停止するように構成したので、バーストスイッチングと連続スイッチングとの切り換え動作の精度が高くなり、またバーストスイッチング制御における前記主スイッチング素子のスイッチング動作休止期間中は、前記主スイッチング素子を駆動させるための動作電源の供給をも停止させ、これにより、スイッチング動作休止期間中での電力損失が低減し、装置全体の消費電力の削減を図ることができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明の第 1 の実施形態に係るスイッチング電源装置の回路図である。

【図 2】 本発明の第 2 の実施形態に係るスイッチング電源装置の回路図である。

【図 3】 本発明の第 3 の実施形態に係るスイッチング電源装置の回路図である。

【図 4】 本発明の第 4 の実施形態に係るスイッチング電源装置の回路図である。

【図 5】 参考として F A 5 5 1 1 を採用した場合の一般的な回路構成を有するスイッチング電源装置の回路図である。

本図面のダイオード 5 8 を抹消してください。修正前（清書前）の図面には、該ダイオードが記載されておりましたが、何故か清書後追記されています。

【図 6】 F A 5 5 1 1 の概略構成を示す回路図である。

【図 7】 図 5 に示すスイッチング電源装置の立ち上げ動作を説明するための信号波形図である。

【図 8】 図 4 に示すスイッチング電源装置の立ち上げ動作を説明するための信号波形図である。

【図 9】 本発明の第 5 の実施形態に係るスイッチング電源装置の回路図である。

【図 1 0】 本発明の第 6 の実施形態に係るスイッチング電源装置の回路図である。

【図 1 1】 本発明の第 7 の実施形態に係るスイッチング電源装置の回路図である。

【図 1 2】 本発明の第 8 の実施形態に係るスイッチング電源装置の回路図である。

部品シンボル番号 1 5 の所在を明確にするため、シンボル番号と部品（信号レベル判定手段）間に、線を描いてください。

【図 1 3】 本発明の第 9 の実施形態に係るスイッチング電源装置の回路図である。

部品シンボル番号 1 5 の所在を明確にするため、シンボル番号と部品（信号レベル判定手段）間に、線を描いてください。

【図 1 4】 本発明の第 1 0 の実施形態に係るスイッチング電源装置の回路図である。

【図 1 5】 本発明の第 1 1 の実施形態に係るスイッチング電源装置の回路図である。

【図 1 6】 本発明の第 1 2 の実施形態に係るスイッチング電源装置の回路図である。

【図 1 7】 図 1 6 または図 1 9 に示すスイッチング電源装置の立ち上げ動作を説明するための信号波形図である。

【図 1 8】 本発明の第 1 3 の実施形態に係るスイッチング電源装置の回路図である。

【図 1 9】 本発明の第 1 4 の実施形態に係るスイッチング電源装置の回路図である。

【図 2 0】 本発明の第 1 5 の実施形態に係るスイッチング電源装置の回路図である。

【図 2 1】 本発明の第 1 6 の実施形態に係るスイッチング電源装置の回路図である。

信号レベル判定手段のシンボル番号を、1 5 より 1 5 a に修正してください。

【図 2 2】 本発明の第 1 7 の実施形態に係るスイッチング電源装置の回路図である。

【符号の説明】

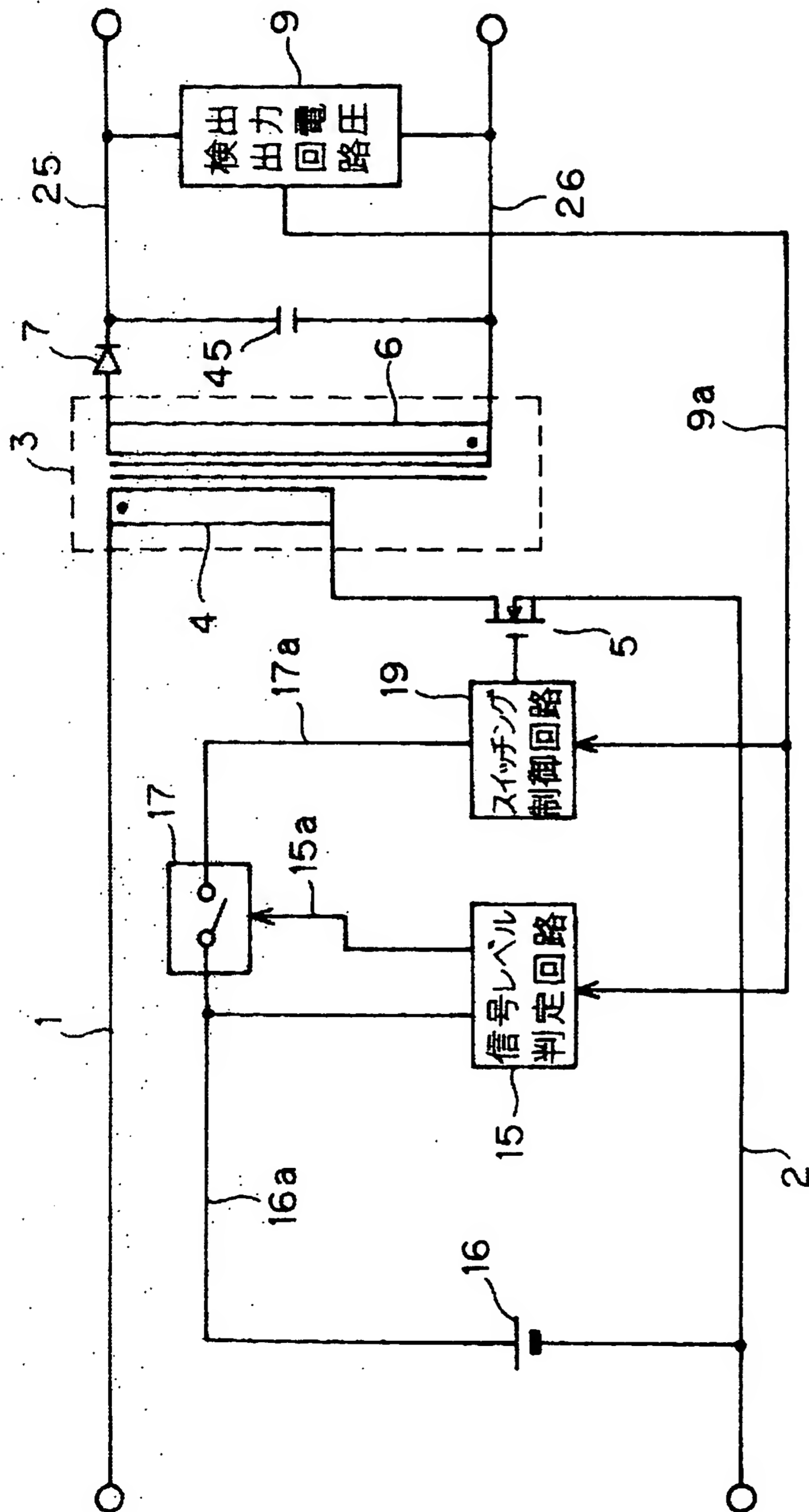
- 1 正極性電源供給ライン
- 2 負極性電源供給ライン
- 3 トランス
- 4 一次巻線
- 5 主スイッチング素子
- 6 二次巻線
- 7 ダイオード（検波整流手段）
- 9 出力電圧検出回路（出力電圧検出手段）
- 1 5, 1 5 a 信号レベル判定回路
- 1 6 動作電源

- 1 6 a 定常動作電流供給ライン
- 1 7 スイッチ回路（動作・非動作切換手段）
- 1 8 比較器
- 1 9 スイッチング制御回路（スイッチング制御手段）
- 2 0 フォトカプラ
- 2 0 a フォトダイオード
- 2 0 b フォトトランジスタ
- 2 5, 2 6 出力ライン
- 2 8 電流検出用抵抗
- 2 9 起動用抵抗
- 2 9 a 起動電流供給ライン
- 3 0, 3 1, 5 8, 5 9, 8 8, 9 0 ダイオード
- 3 2 補助巻線
- 3 4 電流検出用抵抗
- 3 5, 8 2 起動補正回路（起動補正手段）
- 3 7 C S 端子制御回路（動作・非動作切換手段）
- 3 8 F A 5 5 1 1 の I C （ P W M 制御回路）
- 3 9 a 第 1 の抵抗
- 3 9 b 第 2 の抵抗
- 4 1, 7 5 コンデンサ
- 4 5 コンデンサ（検波整流手段）
- 4 7, 4 8 P N P 形トランジスタ（信号レベル判定回路内）
- 5 1 a, 5 1 b 抵抗（信号レベル判定回路内）
- 5 3 N P N 形トランジスタ（C S 端子制御回路内）
- 5 4 ツェナーダイオード（起動補正回路内）
- 5 5, 5 6 抵抗（起動補正回路内）
- 6 0 電流調整回路（電流調整手段）
- 7 0 N P N 形トランジスタ（電流調整回路内）
- 7 2 抵抗（電流調整回路内）

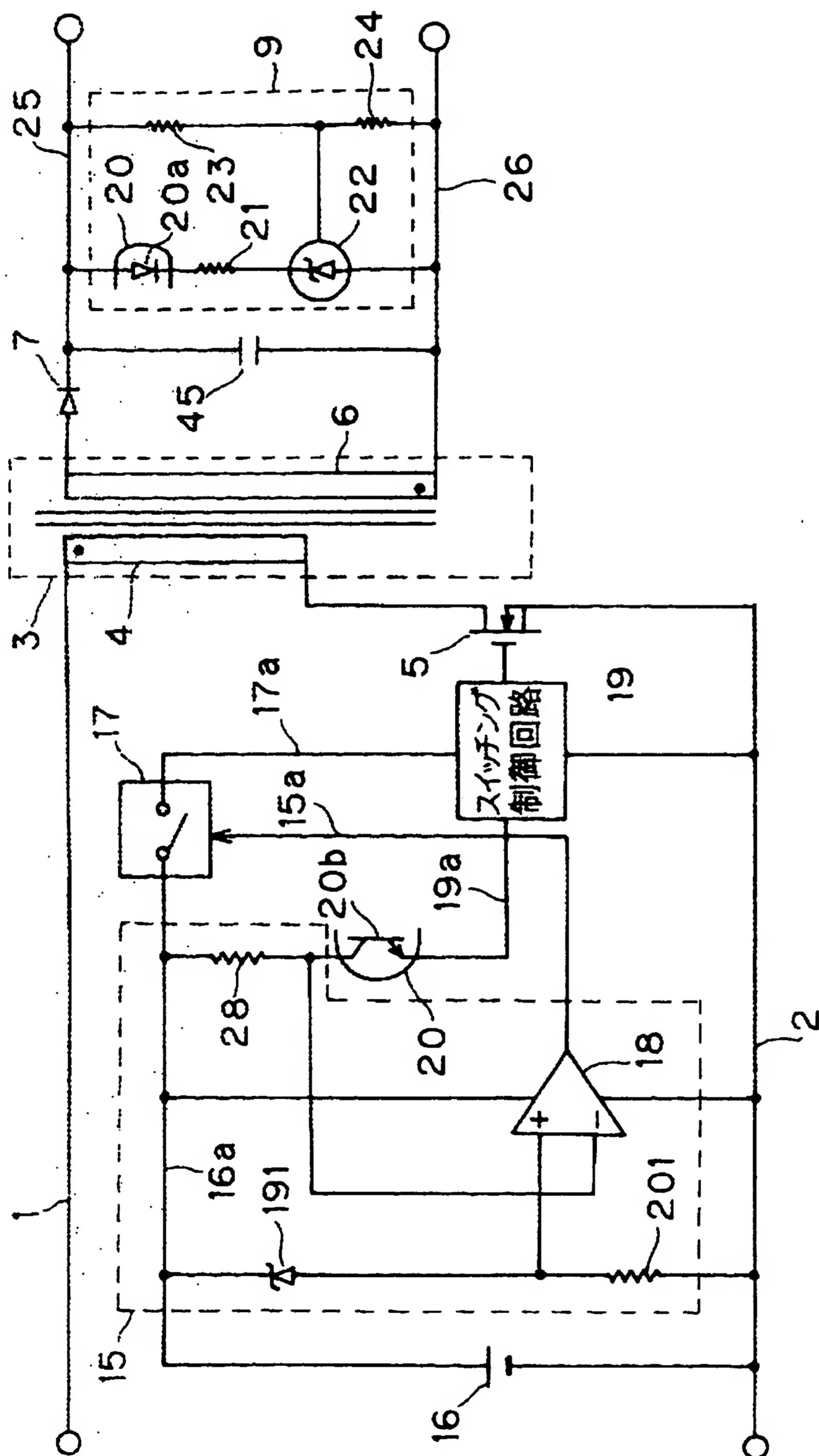
- 7 1, 7 6 抵抗
- 7 7 N P N 形トランジスタ
- 8 1 起動スイッチ回路（起動スイッチ手段）
- 8 4 N P N 形トランジスタ（起動スイッチ回路内）
- 8 6 N P N 形トランジスタ（起動補正回路内）
- 1 0 4 内部電源供給ライン
 - ② F B 端子
 - ⑦ 内部電源端子
 - ⑧ C S 端子

【書類名】 図面

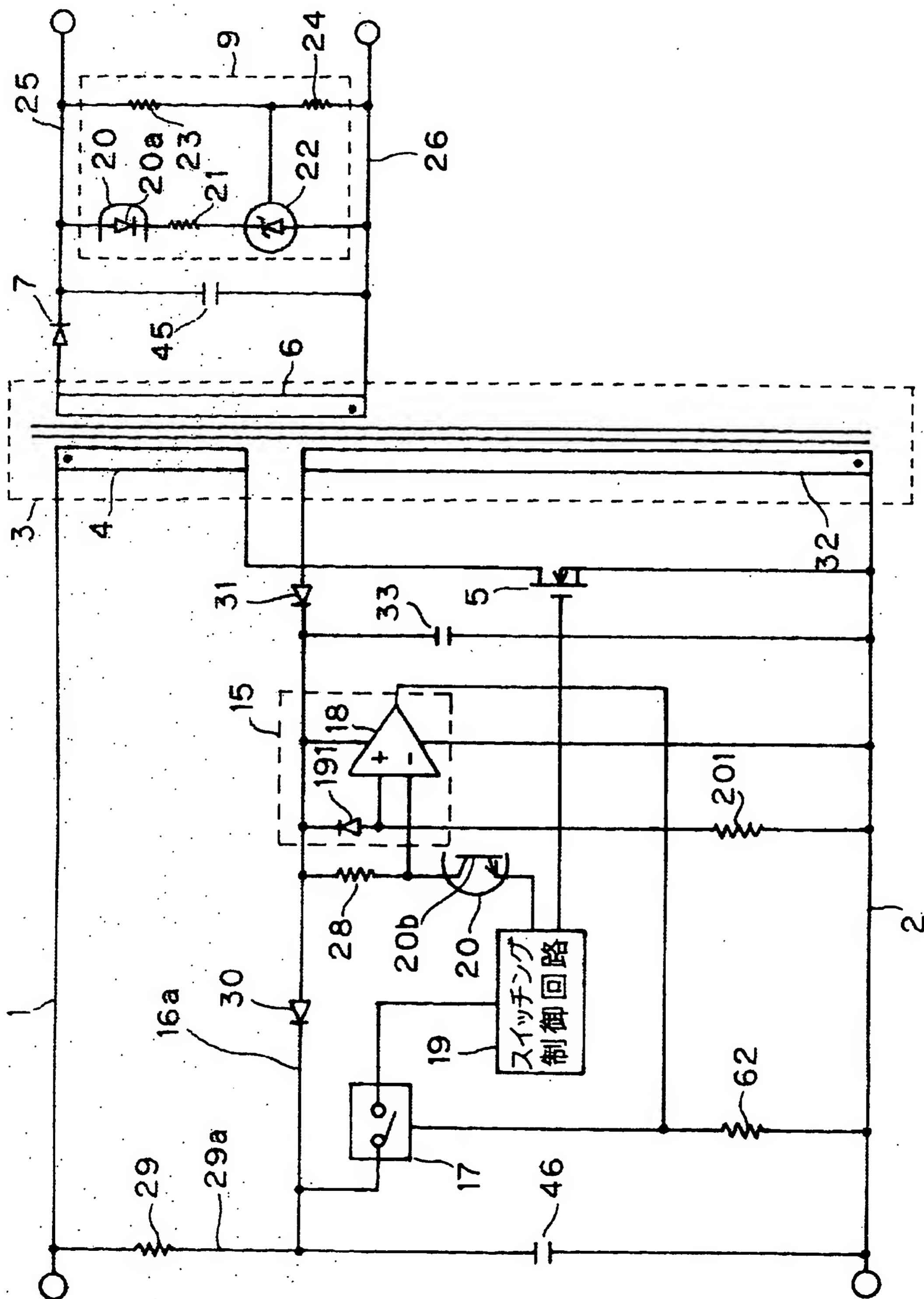
【図 1】



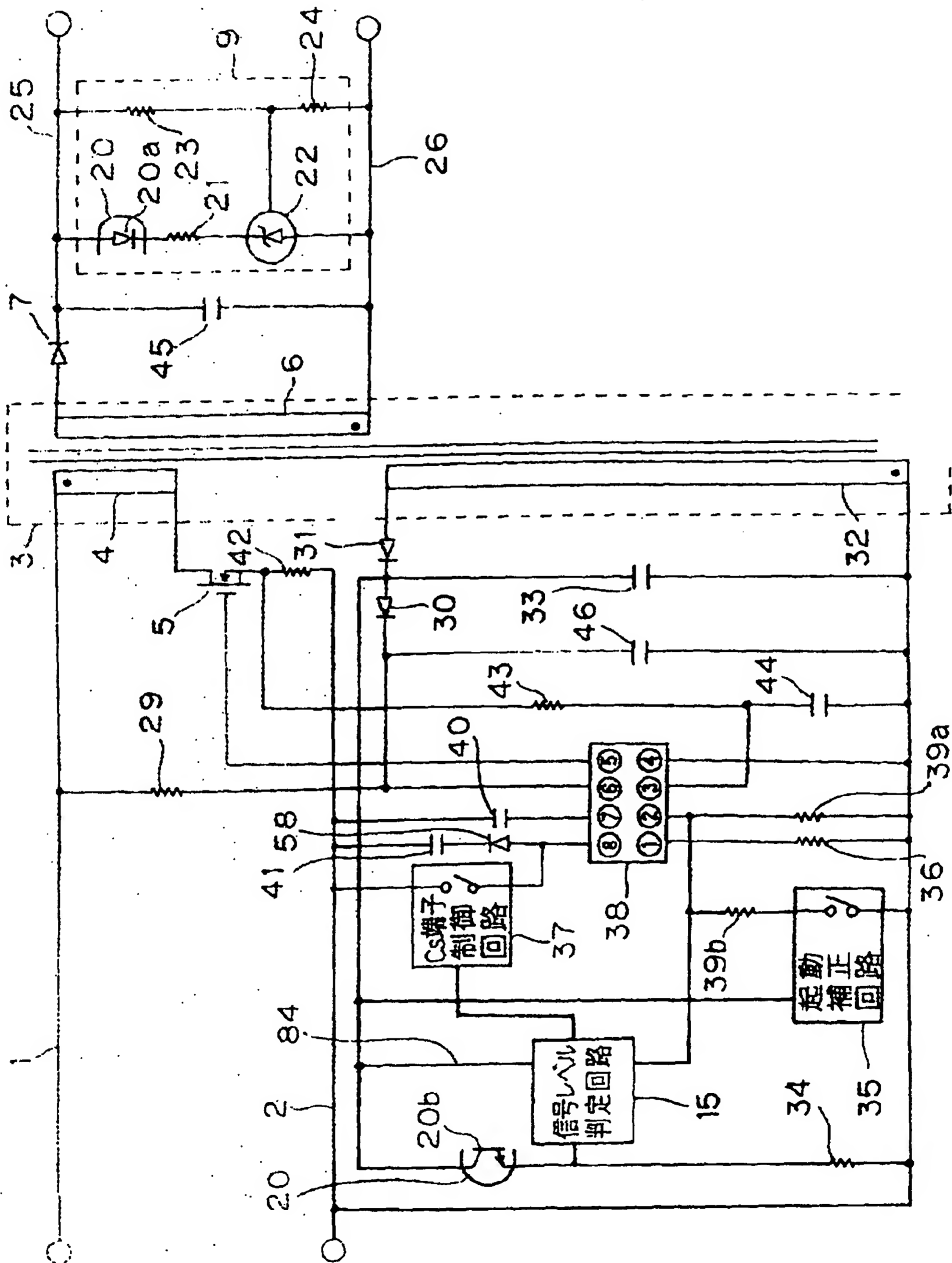
【図 2】



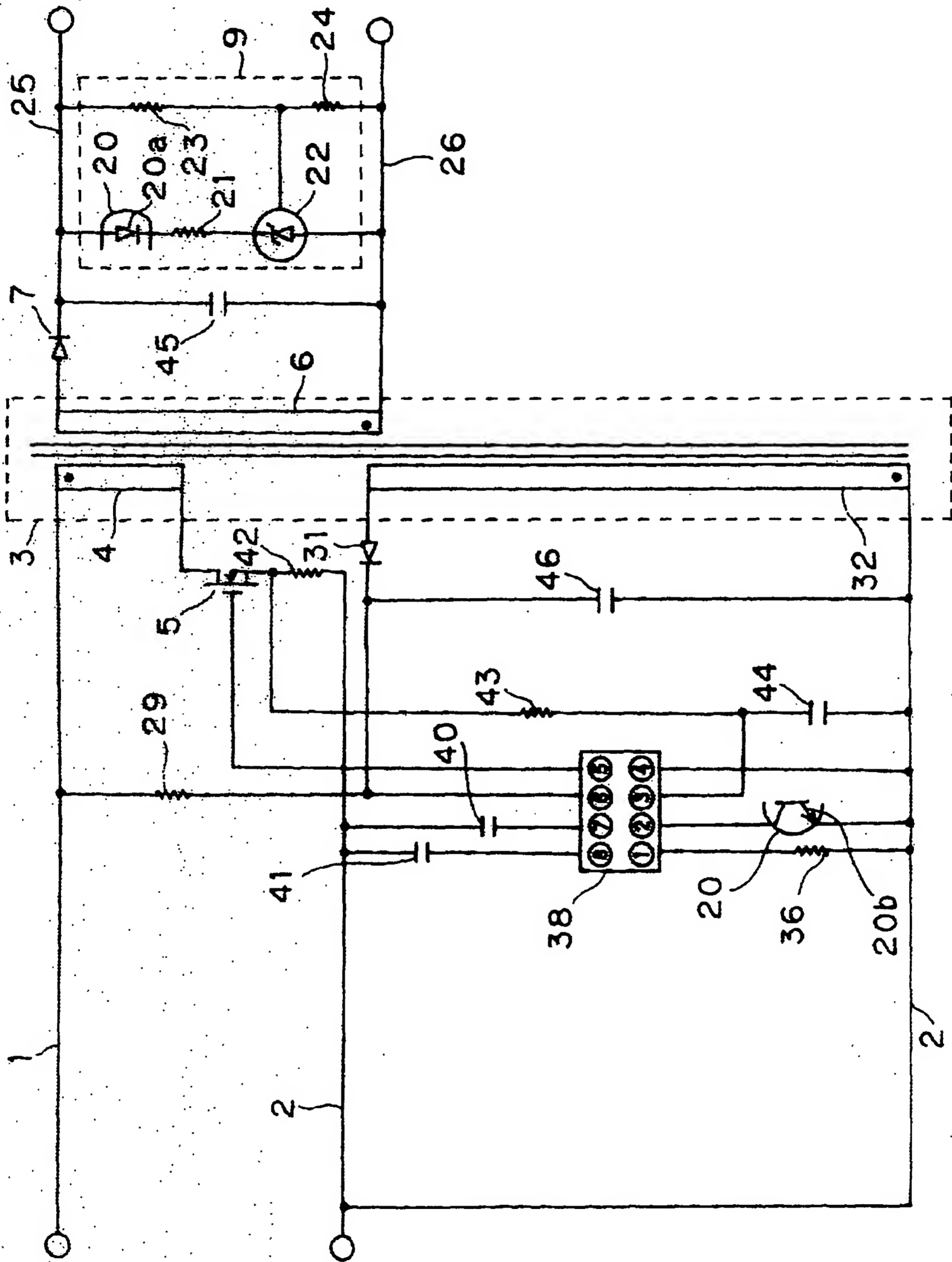
【図 3】



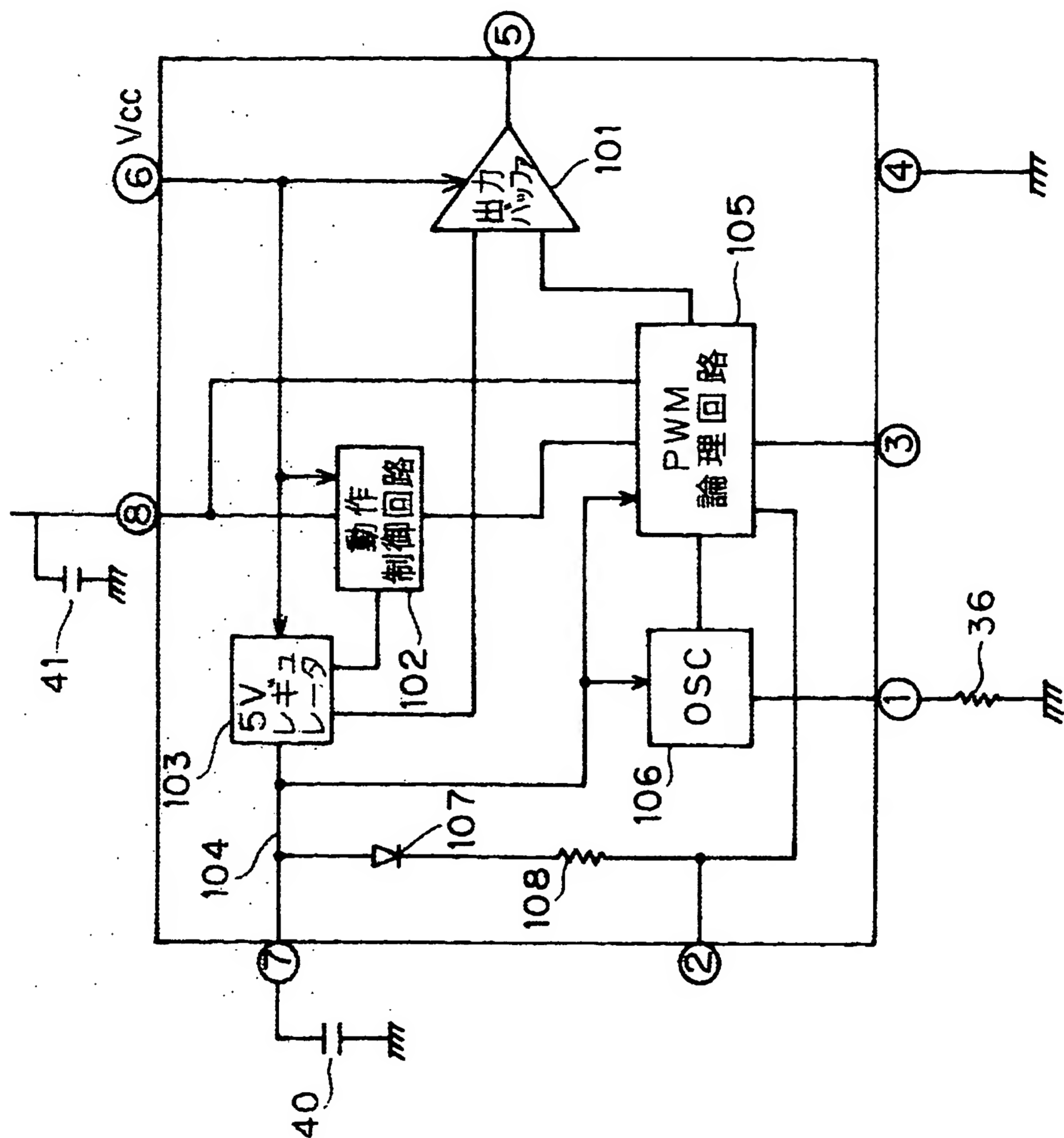
【図 4】



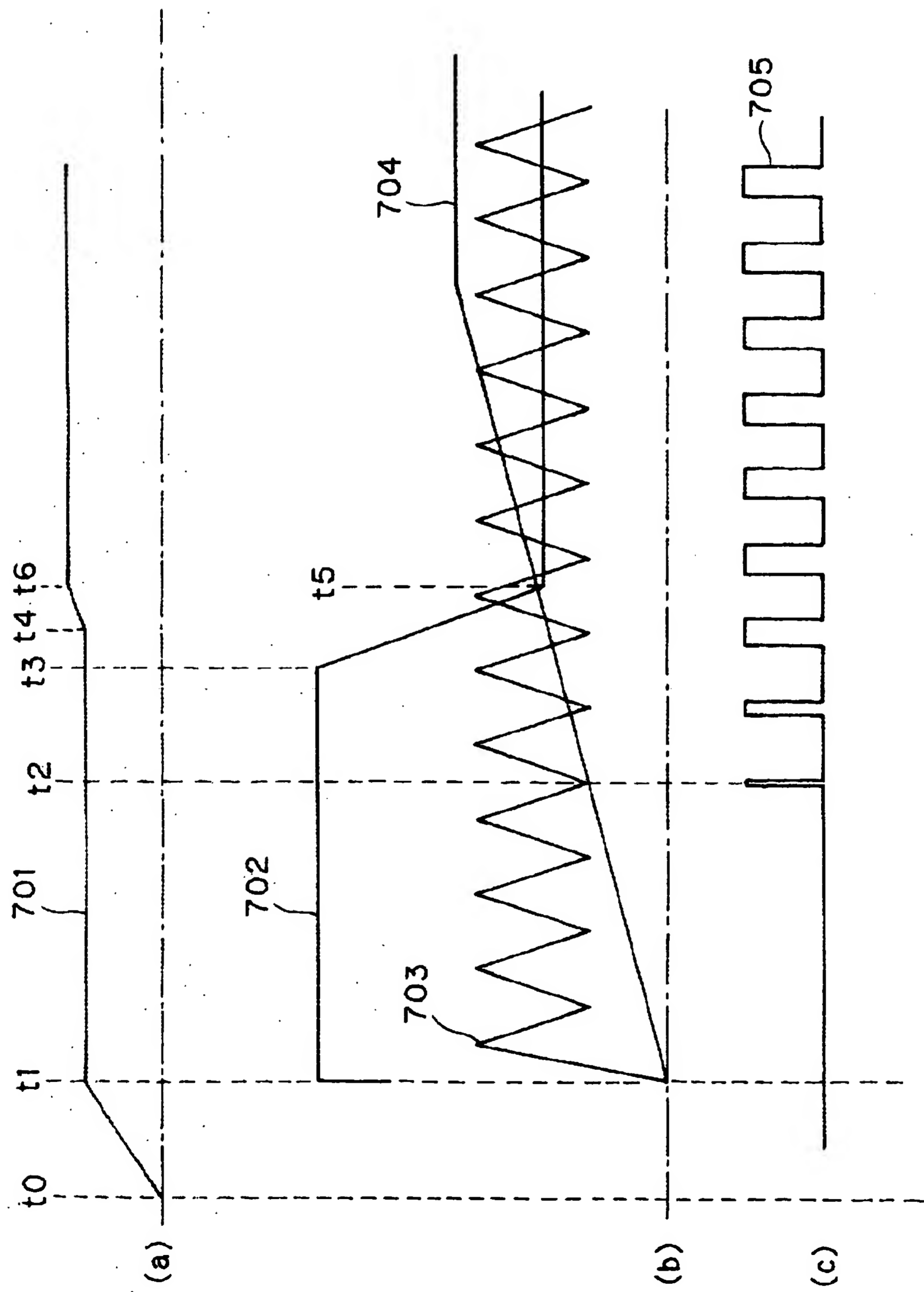
【図 5】



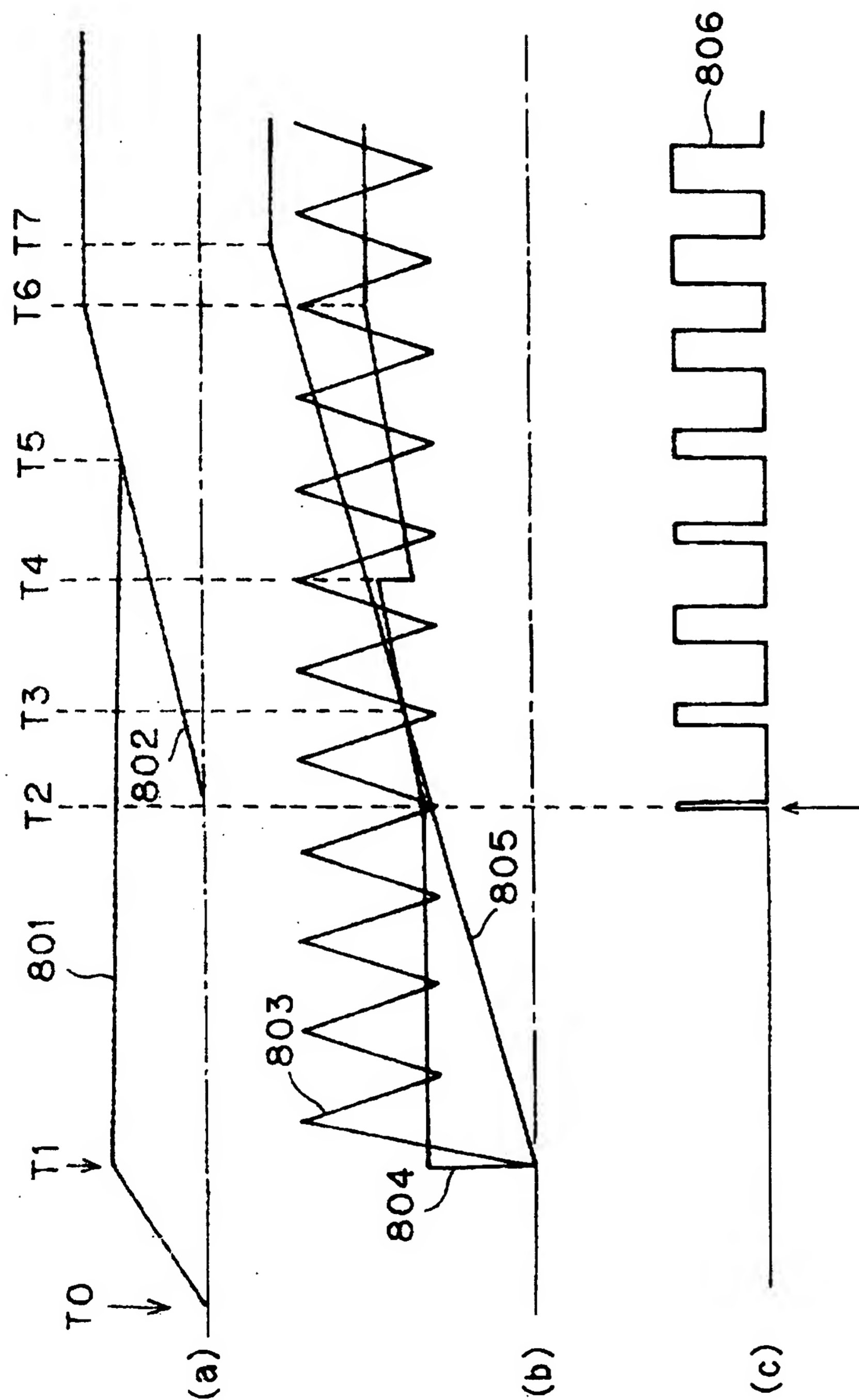
【图 6】



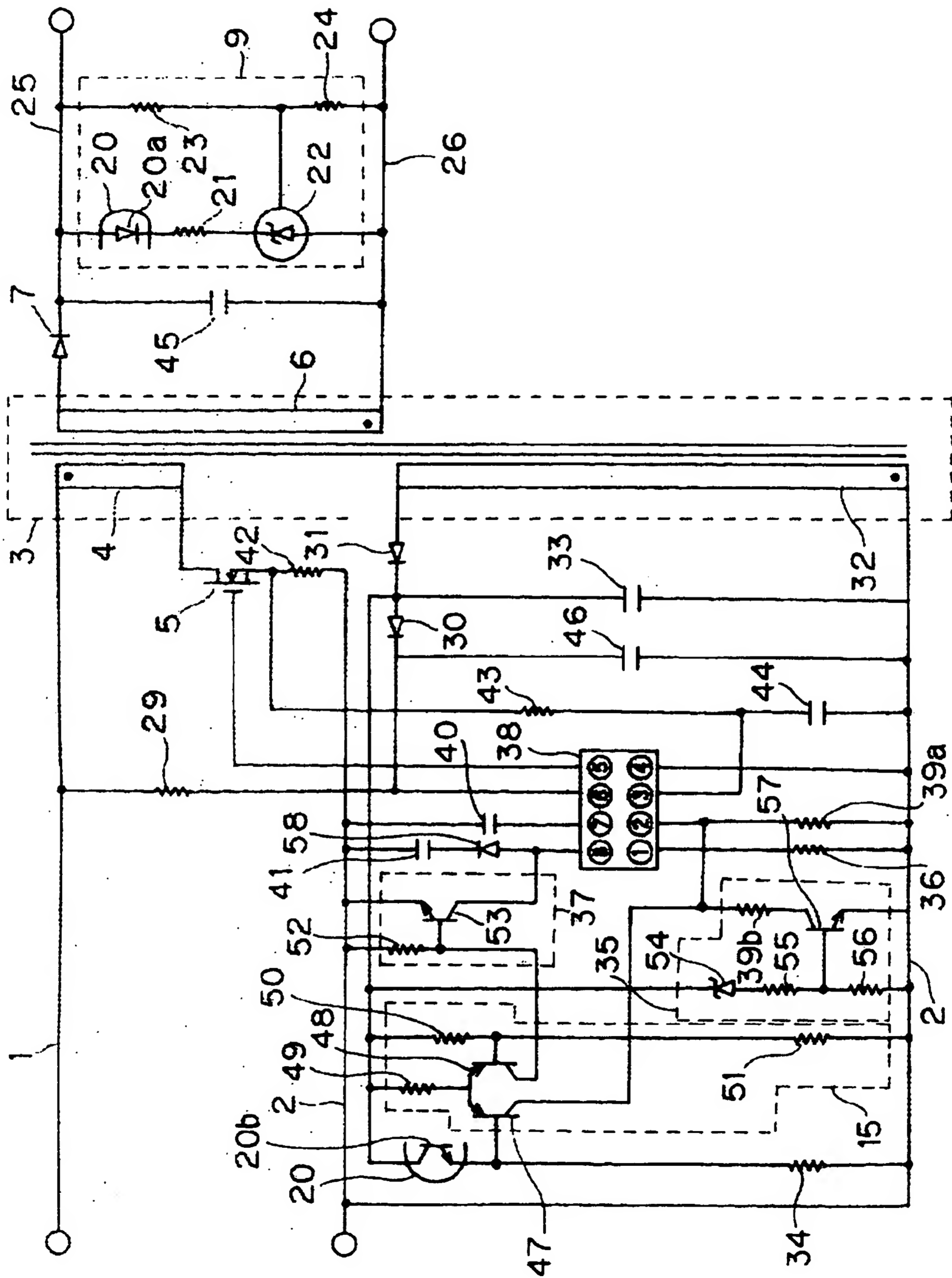
【 図 7 】



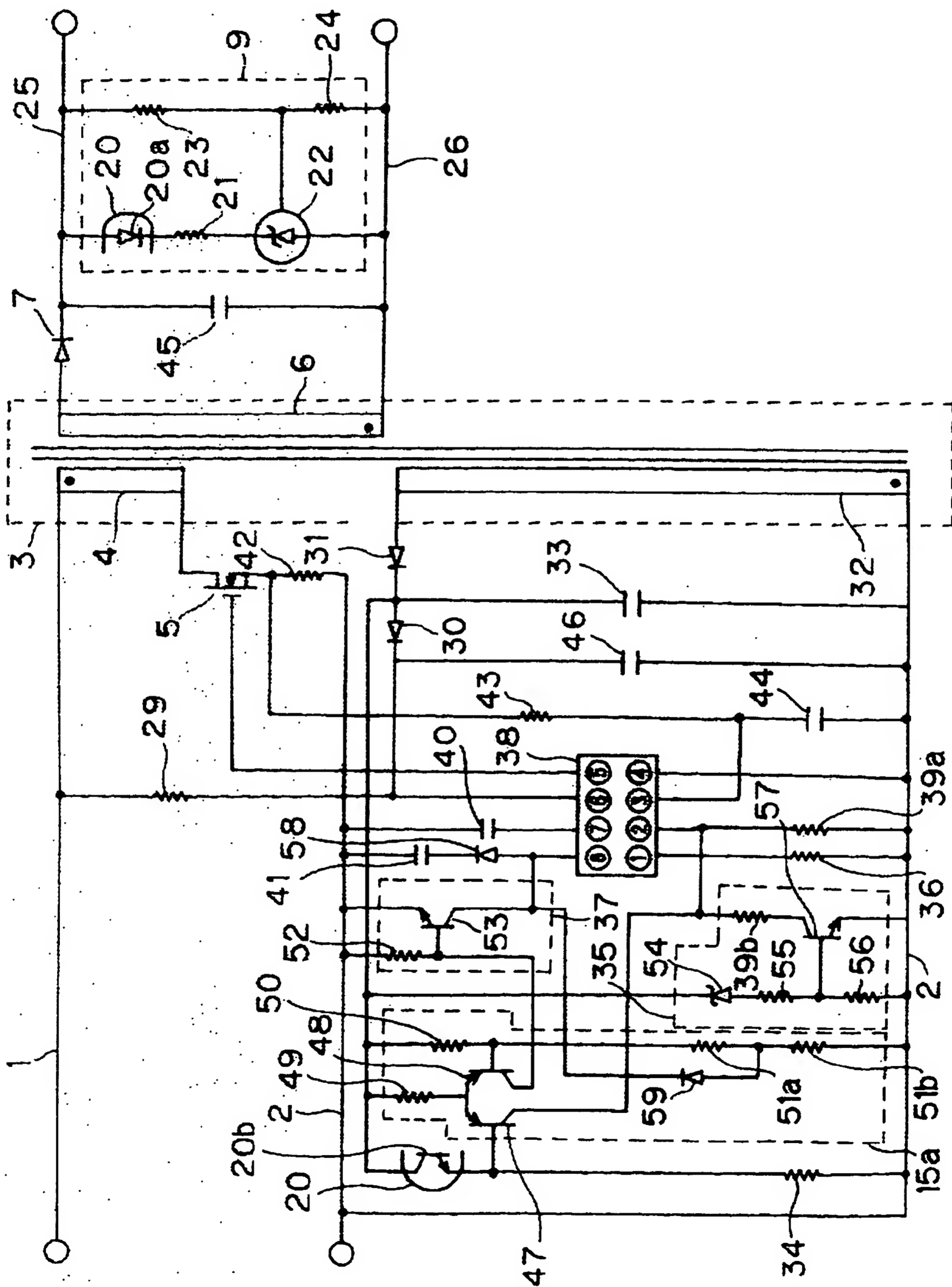
【图 8】



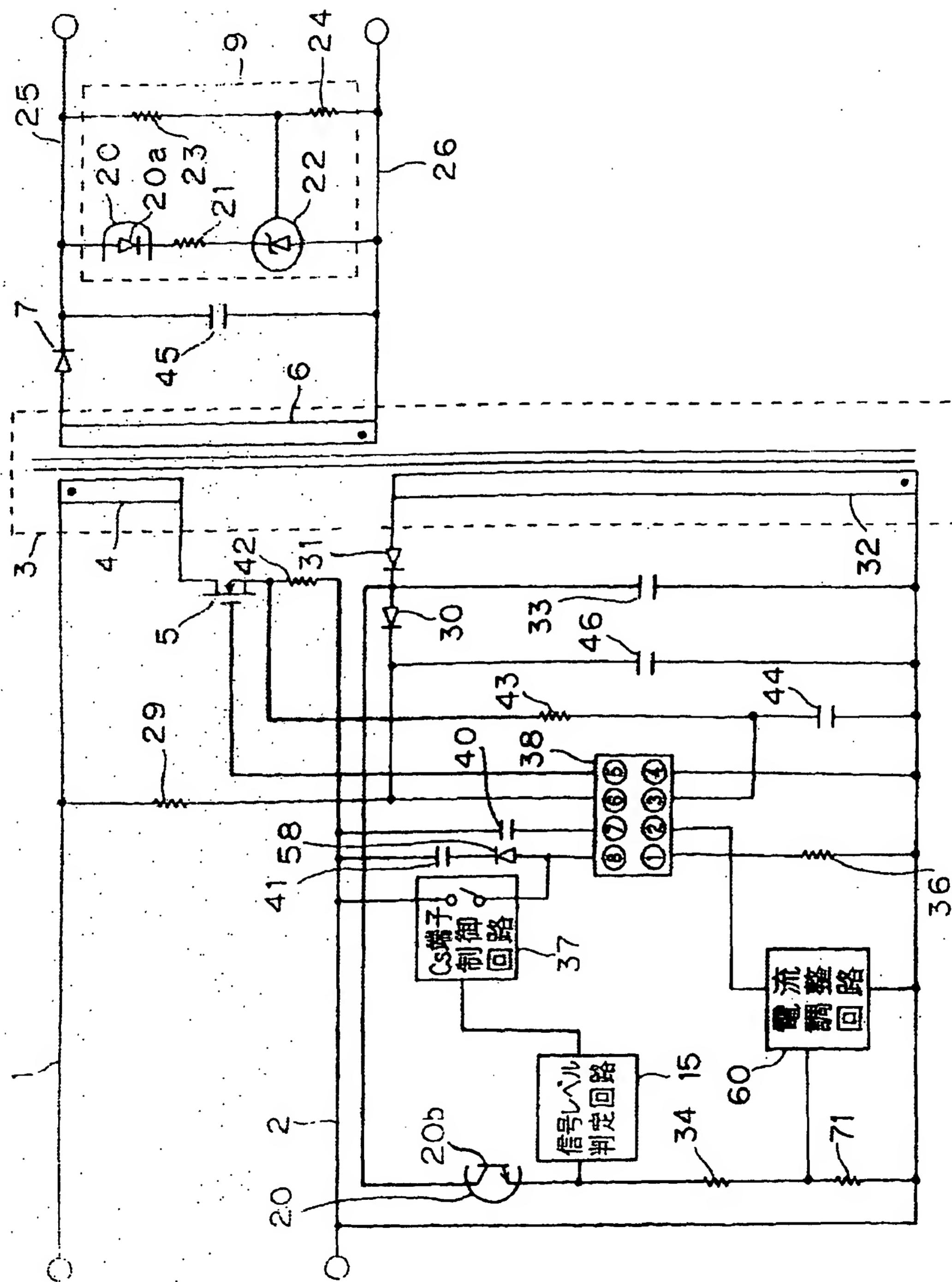
【図 9】



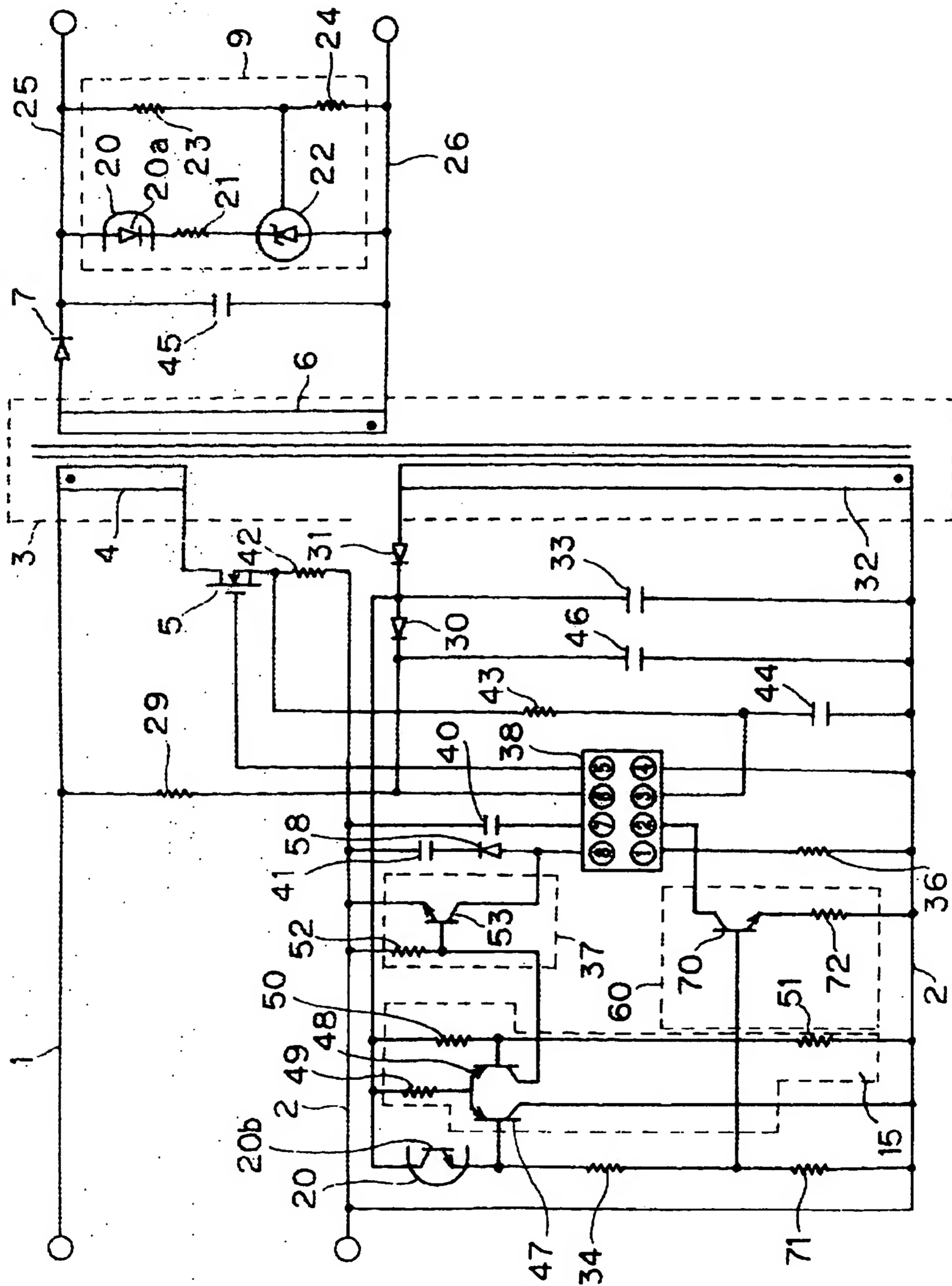
【図 10】



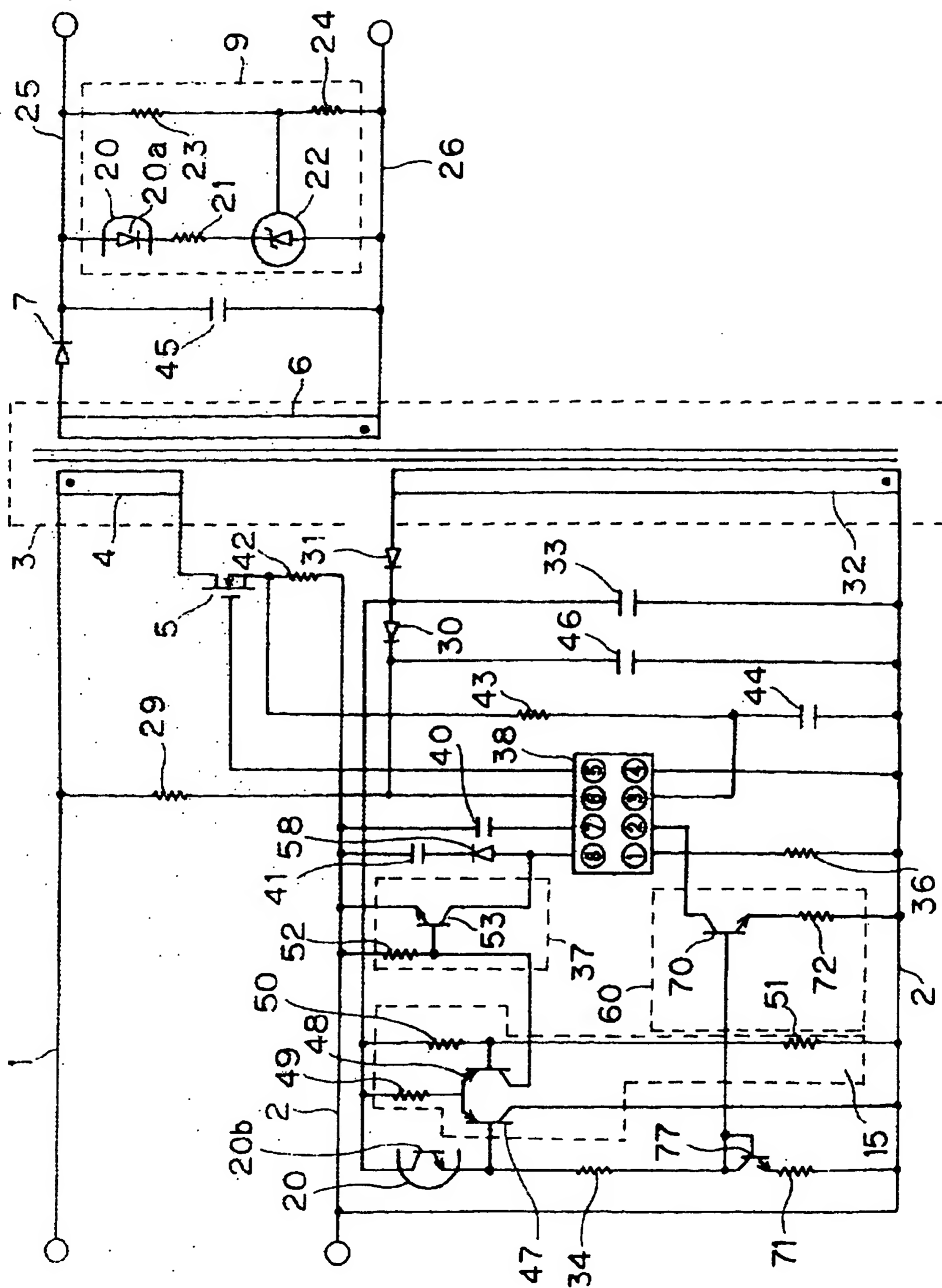
【図11】



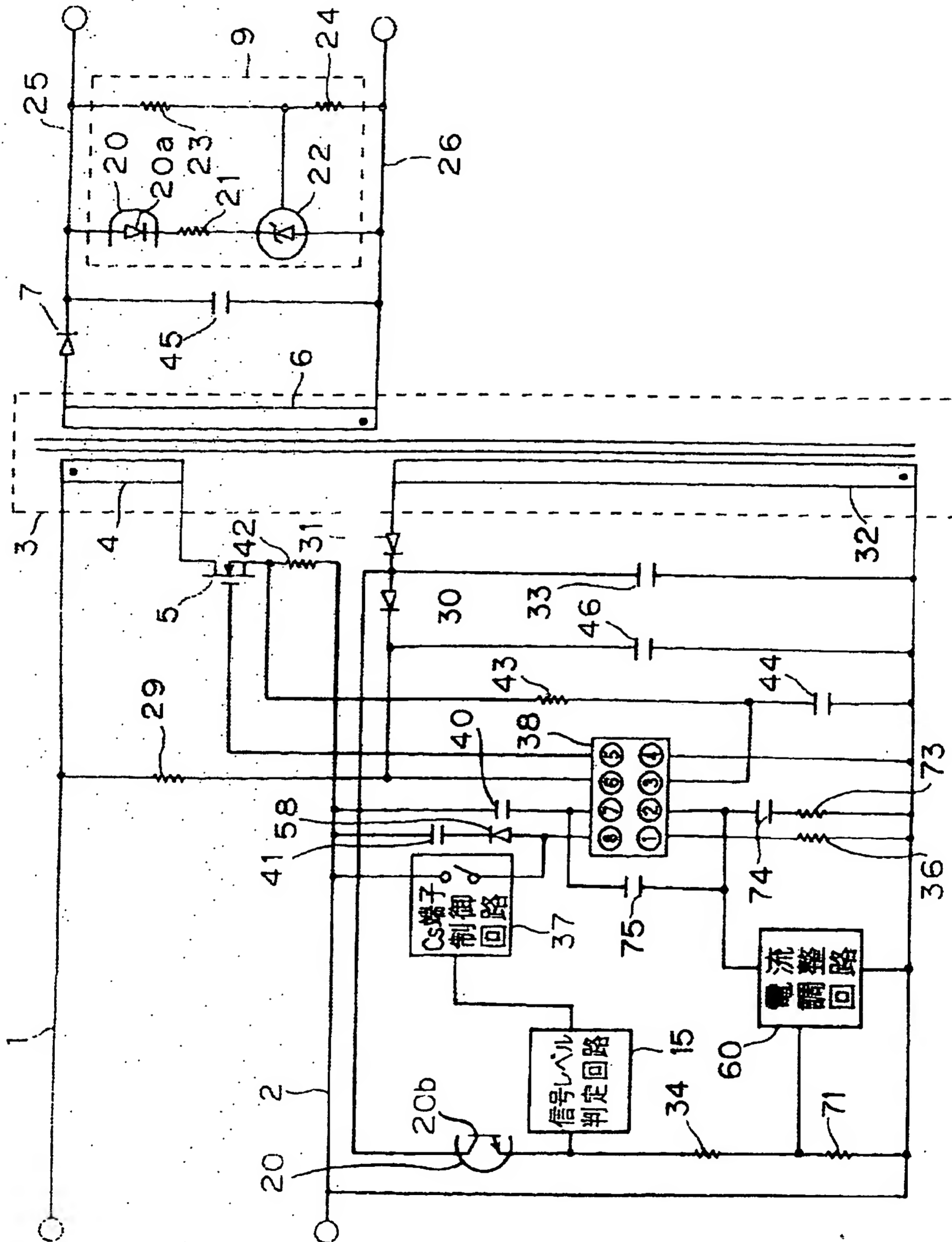
【図 12】



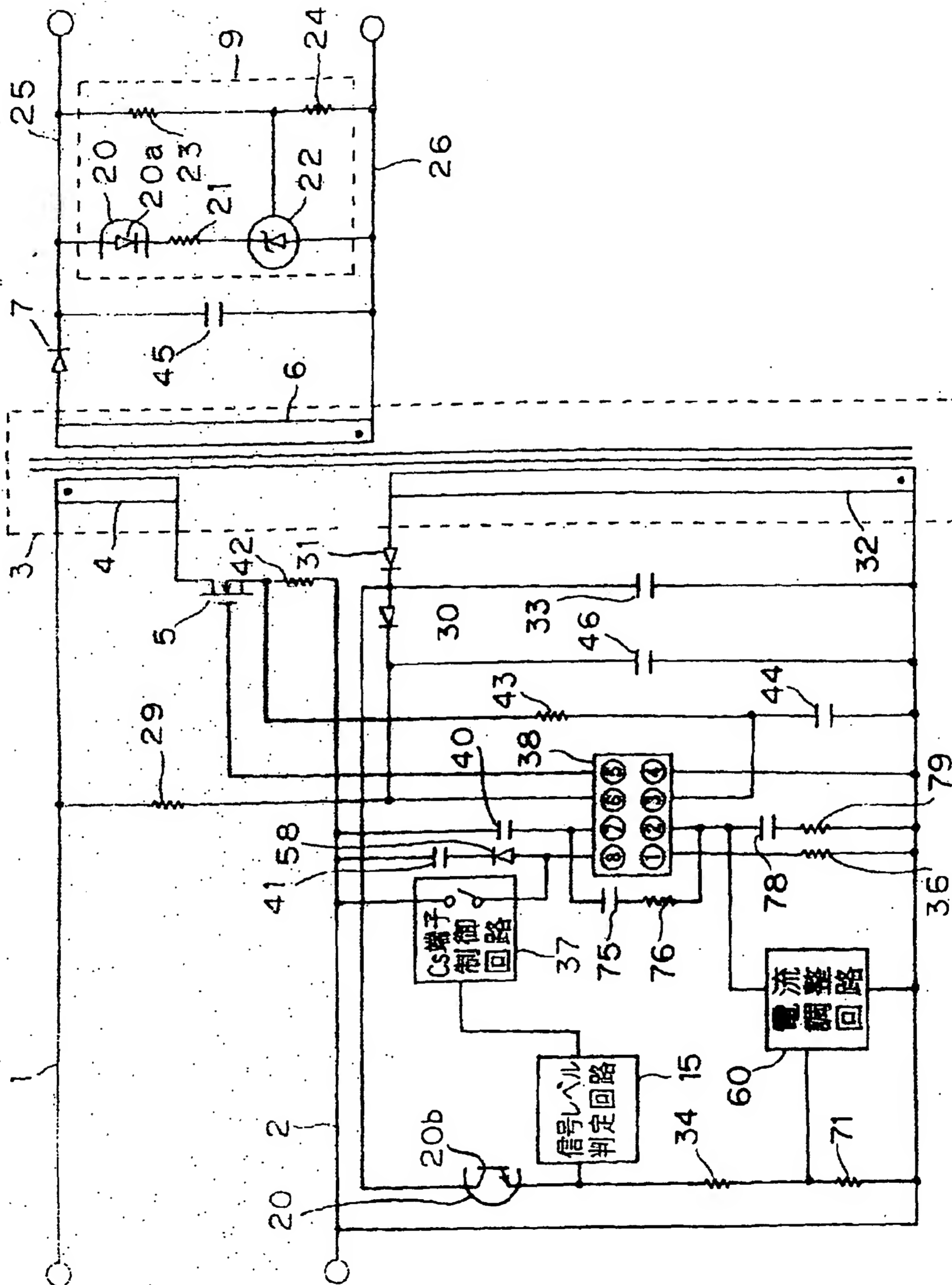
【図13】



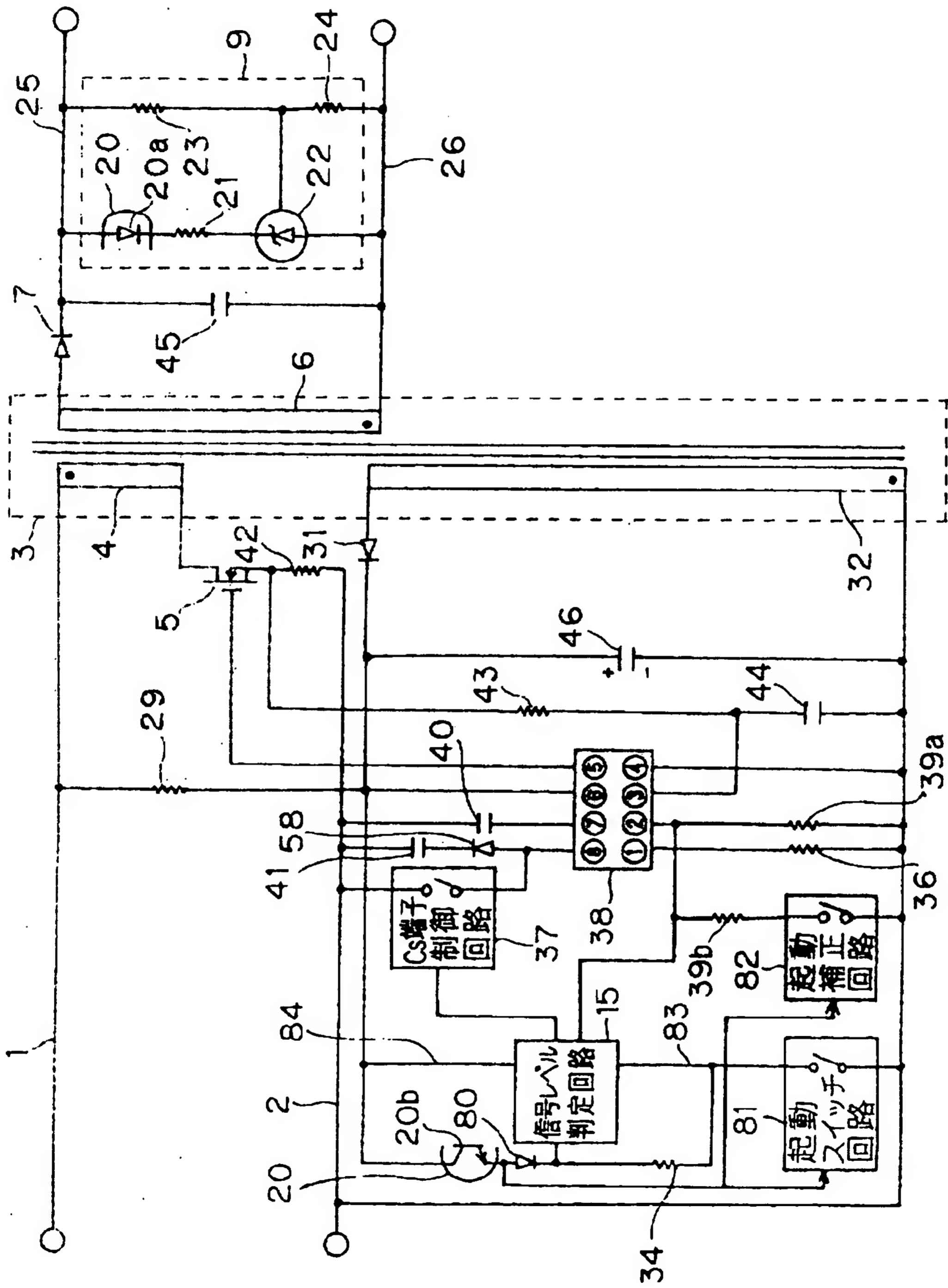
【図 1 4】



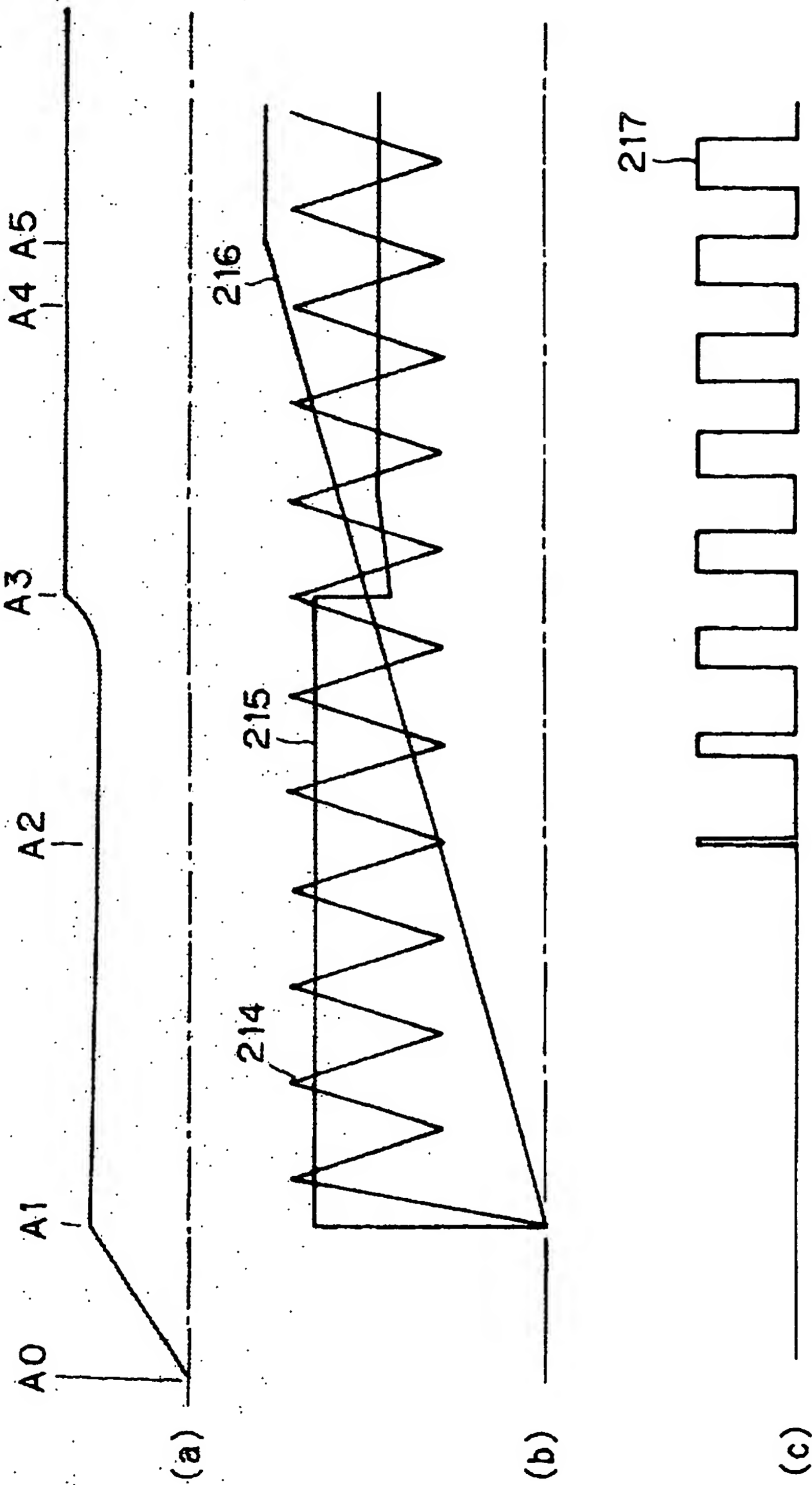
【図15】



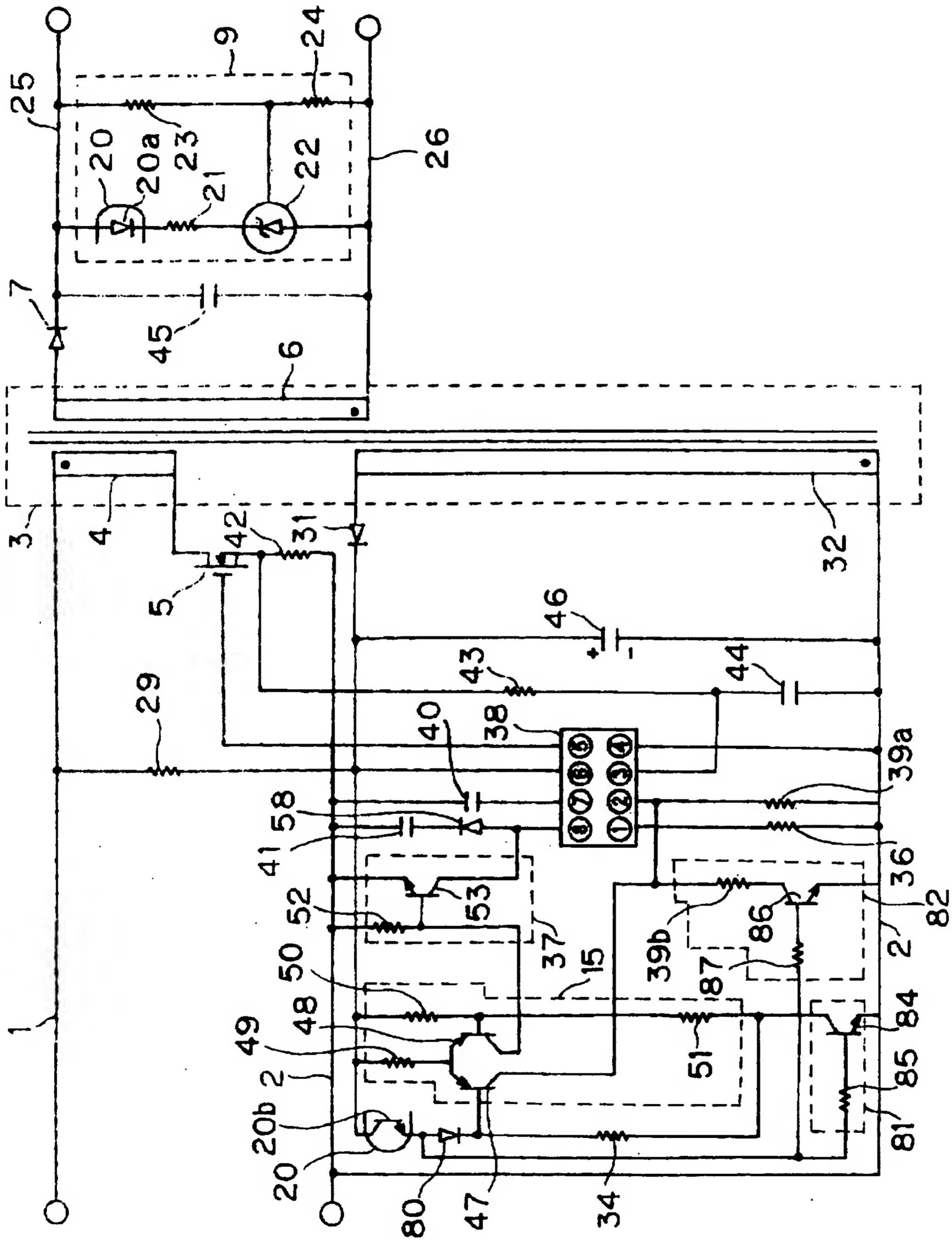
【図 16】



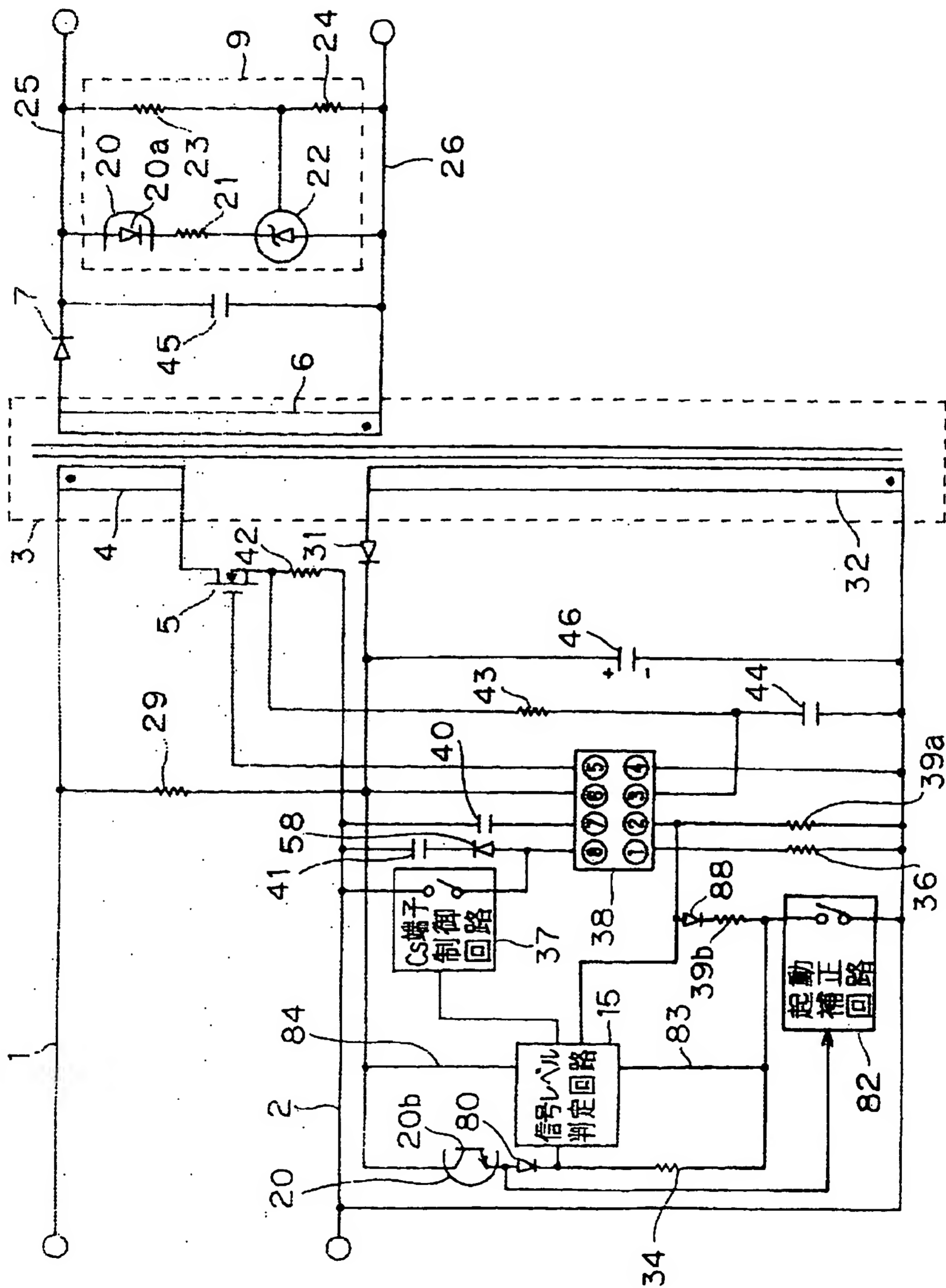
【図 1 7】



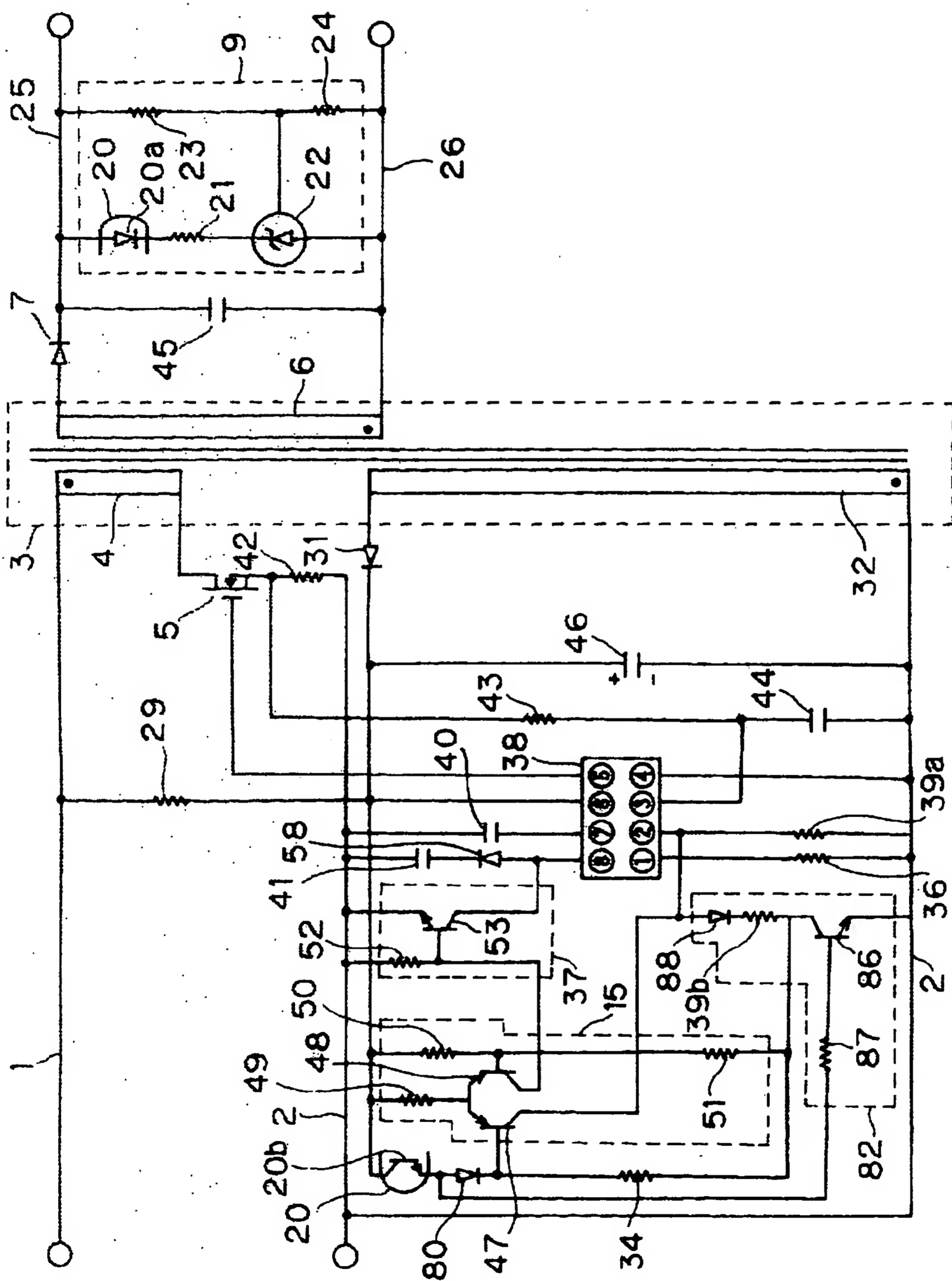
【図 18】



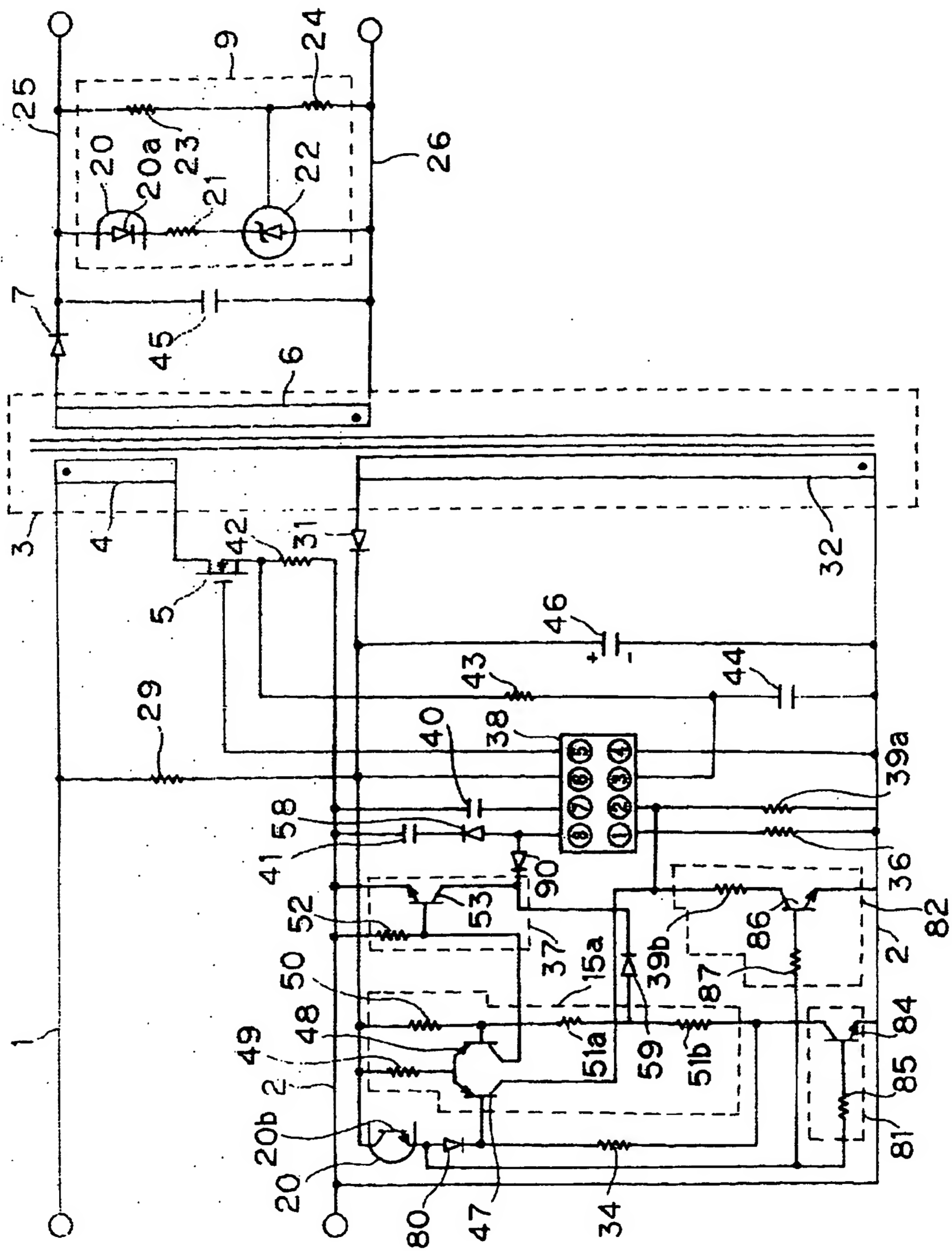
【図 1 9】



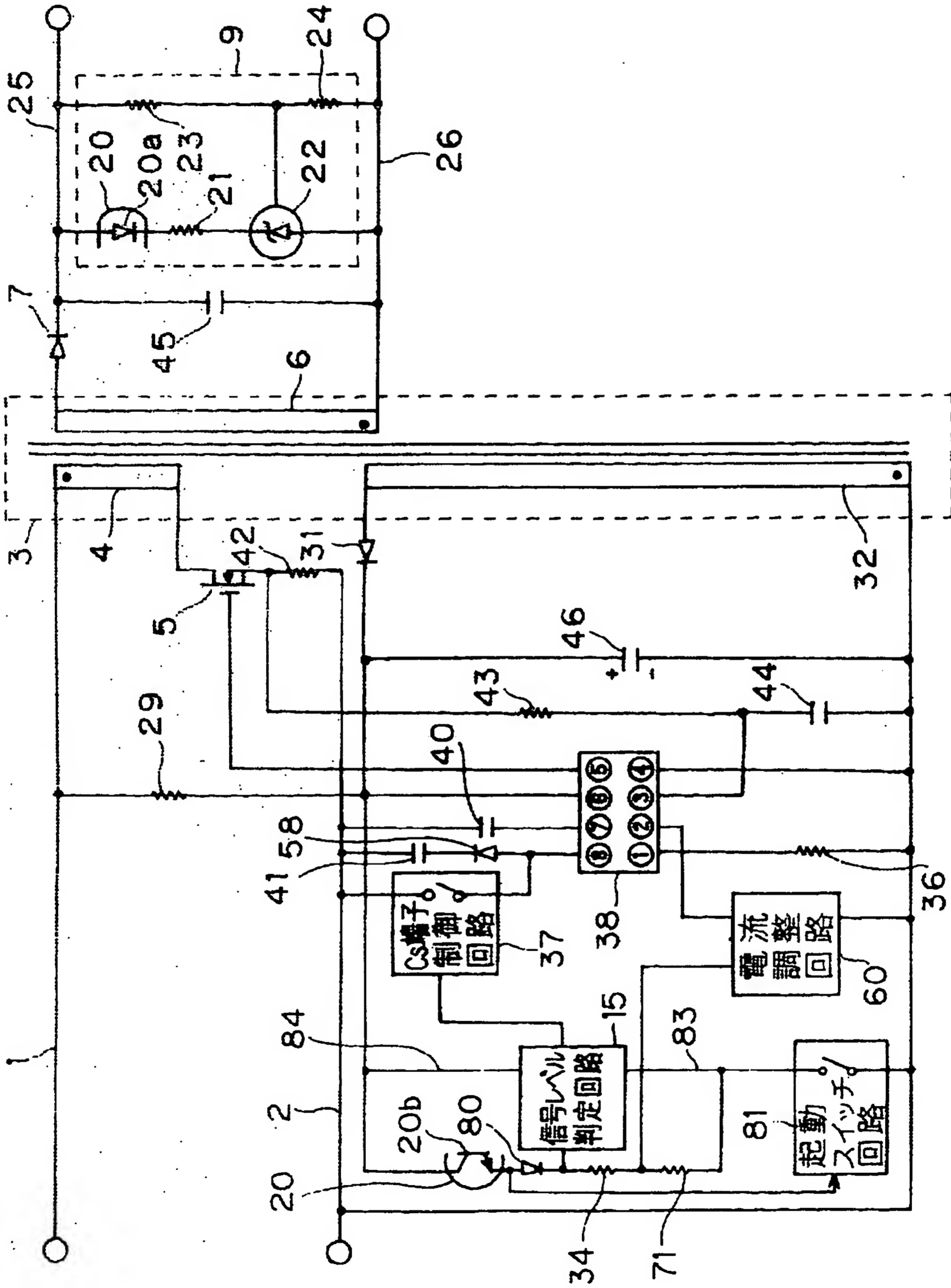
【図 20】



【図 21】



【図22】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 バーストスイッチング制御における主スイッチング素子のスイッチング動作の休止期間中での電力損失を低減し、装置全体の消費電力の削減を図れるスイッチング電源装置を提供する。

【解決手段】 信号レベル判定回路 1 5 は、スイッチング制御回路 1 9 の動作電源供給ライン上に設けられたスイッチ回路 1 7 のオン／オフの繰り返しを行うことにより、バーストスイッチング制御が可能となり、バーストスイッチング制御における主スイッチング素子 5 のスイッチング動作休止期間中は、スイッチング制御回路 1 9 への動作電源の供給をも停止するので、スイッチング動作休止期間中での電力損失が低減され、装置全体の消費電力の削減を図ることができる。

【選択図】 図 1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [0 0 0 0 0 5 0 4 9]

1. 変更年月日 1 9 9 0 年 8 月 2 9 日

[変更理由] 新規登録

住 所 大阪府大阪市阿倍野区長池町 2 2 番 2 2 号

氏 名 シャープ株式会社